

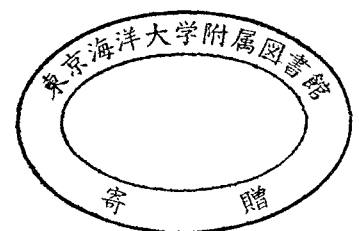
GPSのPPS信号を利用した微弱電波通信の海上応用に関する研究

著者	吉田 将司
学位授与機関	東京商船大学
学位授与年度	2005
URL	http://id.nii.ac.jp/1342/00000629/

GPSのPPS信号を利用した
微弱電波通信の海上応用に関する研究

平成17年度
(2005)

東京商船大学大学院
商船学研究科
海洋情報システム工学専攻
吉田 将司



学位論文要旨

GPS の PPS 信号を利用した微弱電波通信の海上応用に関する研究

吉田 将司

現在国内の電波は、電波法によって周波数帯別に様々な規定があり、運用には免許が必要であるなど自由に電波を発射することはできない。ただし微弱電波の場合、受信電界強度が規定の範囲内であれば自由に構成でき、また免許不要である。しかし通信距離は短い
ため、通信ではなく主に接点制御などに使用されてきた。微弱電波で通信距離を伸ばす方法として、スペクトラム拡散 (Spread Spectrum、SS) を行うことは以前から研究されてきたが、いずれも大型の装置や試作段階にとどまり、一般的ではない。同期が難しく、それを行うコストの増加と使用目的と比較して採用されないことなどが理由に挙げられる。

一方、GPS は直接スペクトラム拡散 (DS-SS) 通信を行っており、測位を開始すると、GPS 時刻と同期した時刻パルス (Pulse Per Second 信号) を出力する。本研究ではこの PPS 信号が、GPS 受信機が測位できる環境であれば、同じタイミングで出力される点に注目した。PPS 信号により送受信機を同じタイミングで動作させることができれば、同期の問題を解決できる。また、GPS 受信機から位置情報も取得可能であり、微弱電波を利用した高度な通信システムの構築が期待できる。

この通信システムの適用分野として、海上における海中転落者の救難システムが挙げられる。平成 16 年に海上保安庁が認知した海難船舶はのうち、約 69% が漁船やプレジャーボートであり、海中転落者は、その 7 割が死亡または行方不明となっている。

船又は陸に自分の位置を伝える手段が乏しいことが、要因として挙げられる。通信機器を搭載していない小型船舶が多数存在することから、転落者の遭難通報や一般通信を可能とする小型船舶のための通信システムの実現が求められており、海難の被害者が自ら位置を通報するシステムは必要と考えられる。陸上において携帯電話などで容易に構築可能な位置情報システムも、海上では導入が難しい。これまで通信衛星や、沿岸を対象とした特定小電力による例、また EPIRB を利用した例が提案されているが、微弱電波でこのようなシステムを構築した例はみられない。

そこで本研究では、GPS 受信機から出力される PPS 信号をスペクトラム拡散のチップ同期に利用した微弱電波 DS-SS 通信方式を実現し、海上における応用システムを構築するための研究開発に取り組む。提案方式の実現とシステムを応用する上で問題となる、送信機及び受信機の構成法と長距離化への対応を可能にする解決法の提案、またこのシステムの実用化に向けた基礎的実験を行うことが本研究の目的である。この目的を達成するために、まず衛星測位システムを利用した微弱電波 DS-SS 方式の構成法と、その伝搬特性に対する解析と検討を行った。送受信機の構成法を提案し、伝搬特性を数値シミュレーションした結果を検討した。次に、GPS 受信機の PPS 信号の精度評価と、実現した通信方式の各種特性を測定した。また同期はずれに対する改善方法の提案及びシステムの応用のための基礎的実験と検討を行った。

本論文の構成は、第 1 章では本研究に至る背景と研究の目的及び論文の構成について簡単に触れた。次の第 2 章ではまず、現在の海上で使用されている通信システムの概要と捜

索救助システムの現状と先行研究事例について触れた。次に微弱電波通信システムの概要について述べ、GPS を利用した微弱電波 DS-SS 方式を提案し、各サブシステムの構成について検討した。さらに変調方式や伝送速度などのパラメータを変化させて伝搬特性について解析した。

第3章では GPS を始めとする衛星測位システムの概要と、その受信機の時刻同期信号について述べた。次に2台の GPS 受信機を使用して PPS 信号の相対精度を測定した結果、チップ同期には十分な精度であることを確認した。

第4章では実際に送受信回路を設計・製作して、屋内で BER 特性を測定し、DS-SS 通信を行わない場合と比較してその有効性を示した。また提案した同期方式に関して問題点を提起した。次の第5章では、第4章で生じた問題点の解決方法として異なる系列を用いた同期方式を提案した。拡散符号の位相を検出するための M 系列と、情報の拡散に用いる M 系列を用意し、それぞれの系列について相互相関特性を解析した。また最適な系列の組み合わせを選択した。最後に送受信機の構成方法について述べた。

第6章では第5章で構成した送受信回路を用いて第4章と同様に特性測定を行った。次にシステム実用化のための実証実験として屋外で実験を行った。さらに小型船に送信機を搭載して同様の実験を行い、その特性の変化について考察した。

第7章では提案したシステムが適用可能な応用研究を検討した。最後に第8章において本研究から得られた成果について総括し、今後の課題を述べた。

Abstract

A study of the marine application of the extremely weak power radio communication using the Positioning satellite

Masashi Yoshida

"Low power radio" available without licenses is called "Extremely weak power radio", in Japan. The application of the extremely weak power radio spreads to a variety of fields such as the keyless entry system. However, because the communication distance is short, it is barely used for the communications system. Therefore, the author proposed the simple DS-SS method that used the time synchronization of the satellite positioning system to build a communications system with the extremely weak power radio.

Recently, the capsizing from small boats and the drift accident of divers are increasing. They are not equipped with enough communications facilities and thus missing people are often reported. I am trying to a small position information system for the rescue of such cases. Firstly, the overview of the communications system which is used on the sea at present was described. Then, a search rescue system and the preceding study case were described.

Next, I investigated the specification of the proposed system. Then, it analyzed the propagation characteristics by some given parameters. The carrier frequency was set to 315MHz, modulated by BPSK and the power was as low as -43.4dBm at the maximum. The chip rate is 1.023MHz and the PN code used 1023-bit m sequence. As a result, communication distance is longer than 250m at the conditions of $\text{BER}=10^{-5}$ and Data Rate was 50bps.

Secondly, the overview of the GPS and the time sync signal of the receiver were described. The overview of the GPS and the time sync signal of the receiver were described. I mentioned the other satellite positioning system which is called GLONASS, GALILEO and QZSS about the time synchronization with the GPS. Next, the relative synchronous precision of the PPS signal was measured using the GPS receiver with two different models. As a result, the time difference was 1.127 microseconds and the standard deviation was 16nsec. This result shows that is the precision which can be sufficiently used for the synchronization of the proposed system.

In the following chapter, a transmitter and a receiver were experimentally made using FPGA and the RF module. Both transmitter and receiver generate same PN code by the PPS signal as a trigger. The carrier frequency was set to 303.78MHz, modulated by ASK. The chip rate is 20.46kHz and the PN code used 1023-bit m sequence. Actually, a composed system measured the BER characteristic and the reception power. As a result, when the communication distance was 4 m, BER was 8.3×10^{-4} . The chip synchronization by the PPS signal succeeded and was a satisfactory result. However, the chip timing can not synchronize when the propagation time exceeds 1 chip period of the PN code.

Then, I processed the part of the received signal by the matched filter, detected the code phase and measured the propagation time. The phase detection sequence (sequence A) and the spread sequence (sequence B) start to be generated at the entrance of the PPS signal. A frame every second is composed of the phase detection sequence and the spread data. First, sequence A in the received signal is detected by the matched filter. The initial phase in generating sequence B is renewed as much as detected code delay. Thus, this method can control chip timing synchronization every PPS signal.

This system was evaluated BER and a reception power characteristic outdoors. The expansion of the communication distance and the improvement of the E_b/N_0 characteristic were shown from the result of the experiment. As a result, when the communication distance was 80 m, BER was 5.6×10^{-4} . Also, BER characteristic was 10 times improved when adding a code detection circuit. Next, the transmitter was loaded into the small ship and measured the same characteristic but BER fell to 1/10. If the system gain could be improved as much as 20 dB in the present equipment, the BER characteristic of 10^{-3} or less can be obtained even if the interval of the transmitter and the receiver is 800 m.

Lastly, I proposed about the application of this system. The application to the collection of the diver and the wireless sensor network is expected from these experimental results.

目次

1	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	微弱電波の概要	3
1.3	研究の目的	5
1.4	本論文の内容	6
2	測位衛星を利用した微弱電波通信システムの概要	7
2.1	海上における通信システム	7
2.1.1	海上通信システムの現状	7
2.1.2	海上における搜索救助システム	7
2.2	GPSを利用した微弱電波通信システムの提案	9
2.2.1	スペクトラム拡散通信技術の概要	9
2.2.2	本システムの概要	11
2.2.3	無線通信サブシステム	12
2.2.4	その他のサブシステム	12
2.3	システムの諸特性の解析と通信能力の評価	15
2.3.1	システム仕様の設定	15
2.3.2	伝搬特性の解析	16
2.3.3	通信能力の評価	18
2.4	まとめ	21
3	時刻同期システムとその評価	22
3.1	GPSの時刻同期について	22
3.1.1	GPSの概要	22
3.1.2	時刻同期信号について	23
3.2	GPS以外の衛星測位システム	25
3.2.1	GLONASS	25
3.2.2	GALILEO	25
3.2.3	準天頂衛星	26
3.3	GPS受信機の時刻同期精度の評価	27
3.3.1	評価概要	27
3.3.2	精度評価	27
3.4	まとめ	33
4	微弱電波通信システムの特性測定実験	34
4.1	実験システムの構成	34
4.1.1	微弱電波 RF モジュールの選択	34
4.1.2	信号処理回路	35

4.1.3	測定装置	39
4.2	BER 特性の評価	41
4.2.1	実験概要	41
4.2.2	実験結果	43
4.3	まとめ	46
5	M 系列の位相検出による同期方式の提案	47
5.1	PPS 信号による同期の問題点	47
5.2	M 系列の位相検出による同期方式	49
5.3	系列の選択方法	53
5.3.1	系列間の相互相関	53
5.3.2	相互相関値の算出と系列の選択	54
5.4	まとめ	59
6	M 系列位相検出を用いた BER 特性測定実験	60
6.1	信号処理サブシステムの再構成	60
6.2	BER 特性の評価	62
6.2.1	室内実験の概要	62
6.2.2	室内実験結果	62
6.2.3	屋外実験の概要	65
6.2.4	屋外実験結果	67
6.3	小型船を用いた海上通信実験	70
6.3.1	実験概要	70
6.3.2	実験結果	70
6.4	海面反射とフェージングの影響	74
6.4.1	フェージングの影響	74
6.4.2	海面反射波の影響	74
6.5	まとめ	78
7	測位衛星を利用した微弱電波通信システムの応用	79
7.1	海上位置情報システムへの応用	79
7.2	他のシステムへの応用	81
7.2.1	ダイバー回収システムへの応用	81
7.2.2	ワイヤレスセンサネットワークへの応用	81
7.3	まとめ	83
8	結論	84
8.1	まとめ	84
8.2	今後の課題	86

参考文献	87
本研究に関して発表した著者の論文, 発表	90
謝辞	92
付録 A	93
付録 B	102
用語集	107

1 序論

1.1 研究の背景

平成 16 年に海上保安庁が認知した海難船舶は 2883 隻で、そのうち漁船が 995 隻、プレジャーボートが 983 隻であり、昨年度の報告よりも増加傾向にある [1]。捜索救助に関する報告では、用途別の要救助船舶は、プレジャーボートと漁船が全体の 74 %、距岸別では港内及び 3 海里未満で発生した海難が 78 %を占めている。

これら海中転落者やダイバー等の死亡に至る要因として、船又は陸に自分の位置を伝える手段が乏しいことが挙げられる。救命胴衣には、警笛及び反射テープしか装備されておらず、しかも転落、漂流の事実気づかない場合は効果がない。海中転落者は、その 7 割が死亡または行方不明となっているが、通信機器を搭載していない小型船舶が多数存在することから、転落者の遭難通報や一般通信を可能とする小型船舶のための通信システムの実現が求められており、海難の被害者が自ら位置を通報するシステムは必要と考えられる。陸上においては携帯電話などである程度容易に構築可能な位置情報システムも、海上では導入が難しく、これまで通信衛星を利用したシステムや、沿岸を対象とした特定小電力無線通信によるシステム、また EPIRB を利用した例が提案されているが、微弱電波でこのようなシステムを構築した例はみられない。

現在国内の電波は、電波法によって周波数帯域別に電波形式、出力、利用形態等の規定があり、免許が必要であるなど自由に電波を発射することはできない。ただし、微弱電波の場合は、周波数と出力が電波法上の規定値の範囲内であれば、変調方式、チャンネル数などは自由に構成できる。しかし送信出力が低いために通信距離は短くなり、ほとんど通信システムとして利用されず、主に接点制御に使用されてきた。

微弱電波で通信距離を伸ばす方法として、スペクトラム拡散を行うことは以前から研究されてきたが、いずれも大型の装置や試作段階にとどまり、実用には至っていない [2][3]。受信電力が非常に低く同期が難しいこと、またそれを行なうためにコストが増加することなどが採用されない原因として挙げられる。

近年技術発展と利用者拡大により GPS 受信機の小型化、低消費電力化が著しい。GPS 受信機は測位の際に GPS 時刻と同期した時刻パルス (Pulse Per Second 信号) を出力している。この PPS 信号は GPS 受信機が測位できる環境であれば、受信機の所在地に関係なく同じタイミングで出力される点に注目した。PPS 信号により送受信機を同じタイミングで動作させることができれば、同期の問題を解決可能と考えられる。また、GPS 受信機を利用していることから、位置情報も取得可能であり、微弱電波を利用した通信システムの構築が期待できる。特にこの通信システムは、前述の海中転落者の救難システム等、海上での応用が考えられる。

そこで本研究では GPS 受信機から出力される PPS 信号を送受信機にトリガとして入力し、1 秒毎に同期捕捉、同期追跡を行う DS-SS 通信により、簡易で且つ

性能の高い微弱電波通信システムを実現し、このシステムの海上における応用を検討した。

1.2 微弱電波の概要

前述のように、国内の電波は、電波法によって周波数帯別に電波形式、出力、利用形態等の規定があり、免許が必要であるなど自由に電波を発射することはできない。ただし例外的に免許が不要な無線局が認められている。その代表的なものが、微弱電波と特定小電力無線である。電波法第四条及び電波法施行規則第六条で規定されている「免許を要しない無線局」の中の「発射する電波が著しく微弱な無線局」及び「空中線電力が10[mW]以下で技術基準適合証明を受けたもの」がそれぞれ微弱電波、特定小電力無線と呼ばれている。陸上における救助システムの場合、携帯電話網の他にこの特定小電力無線を利用したものが多い。

表 1.1 に微弱電波と特定小電力無線の比較を示す。微弱電波と特定小電力無線の大きな相違点としては、空中線電力である。特定小電力無線で認められている送信空中線電力は10[mW]以下である。これを送受信機間距離3mにおける受信電界強度で表すと、107[dB μ V/m]であるが、微弱電波は54[dB μ V/m]以下であり53dB も低い。しかし、特定小電力無線を使用した無線機は周波数毎に変調方式、チャンネル数などが規定され、技術基準適合証明の取得が必要であり、これを改造することは禁止されている。一方、微弱電波機器は受信電界強度に関する制限があるものの周波数、変調方式等の選択が自由であることや無線局の免許なしで使用できる利点がある。図 1.1 に各周波数帯における微弱電波の受信電界強度の規制値を示す。さらに小型、軽量、機器の組み込みも容易で他の通信手段と比較すれば省電力化も可能である。

ただし微弱電波機器の通信距離は一般的に数10m以内と短く[4]、キーレスエントリーなど接点制御には利用されるものの通信システムの構築にはほとんど使用されていない。市販されている微弱電波機器は、ASK（振幅変調）やFSK（周波数変調）を利用するものがほとんどであり、接点制御目的で50m以内、データ通信では10m以内が主流である。データの通信速度はビット誤り率 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ の間で最大30kbps、シリアル伝送の規格にあわせた9600bpsや2400bpsのものが多い。接点制御や簡易な近距離通信という使用目的に対し、ASK及びFSK用の送受信ICが普及しており、比較的構成が容易である。

一方PSK（位相変調）は搬送波同期回路が必要であり、加えてスペクトラム拡散を行った場合、拡散符号の同期回路も必要である。微弱電波機器でDS-SS方式があまり採用されていない理由は、現状の微弱電波の使用目的（接点制御）に対し送受信回路を複雑、大規模化する必要がないことが考えられる。

表 1.1: 微弱電波と特定小電力無線の比較

	微弱電波	特定小電力無線		
周波数	規定無し	400MHz 帯	1200MHz 帯	2400MHz 帯
免許	不要	不要	不要	不要
送信出力	3m で $500 \mu \text{ V/m}$	10mW/1mW	10mW	10mW/MHz
変調方式	規定無し	FSK	FSK	SS/OFDM
チャンネル数	規定無し	40	22	規定無し
伝送速度	規定無し	8kbps	30kbps	規定無し
アンテナ	規定無し	筐体と一体	筐体と一体	分離可能
キャリアセンス	規定無し	必要/不要	必要	規定無し

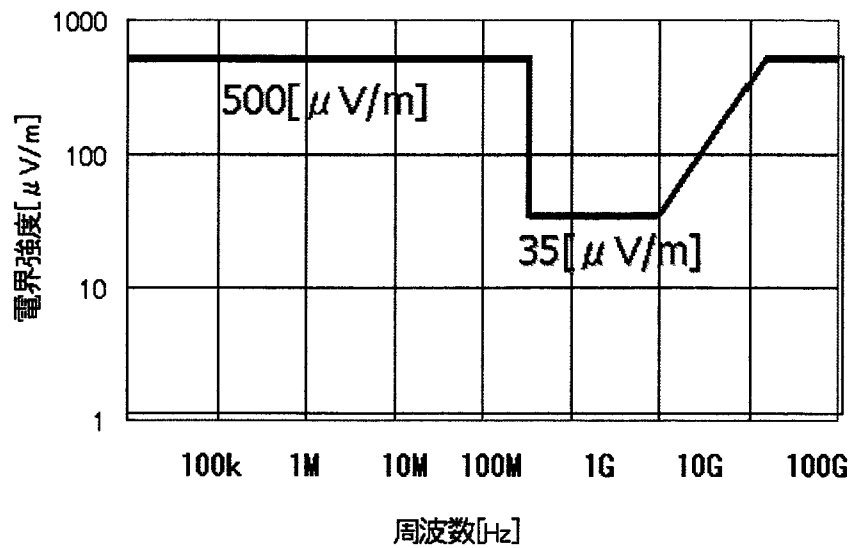


図 1.1: 微弱電波の受信電界強度規定値（通信距離 3 m）

1.3 研究の目的

本研究では、GPS受信機から出力されるPPS信号をスペクトラム拡散のチップ同期に利用した微弱電波DS-SS通信方式を実現し、海上における応用システムを構築するための研究開発に取り組む。提案する方式の実現とシステムを応用する上で問題となる、送信機及び受信機の構成法と長距離化への対応を可能にする解決法の提案、またこのシステムの実用化に向けた基礎的実験を行うことが本研究の目的である。この目的を達成するために、以下の項目について提案し、実験を行いその結果に検討を加えた。

1. GPSを利用した微弱電波DS-SS方式の構成法と、伝搬特性の解析
2. GPS受信機のPPS信号の相対同期精度評価と、実現した通信方式の各種特性測定
3. 同期はずれに対する改善方法の提案及び海上位置情報通信システム実現のための基礎的実験と検討

この中で(1)ではまず送受信機の構成法を提案し、伝搬特性を数値シミュレーションした結果を検討した。(2)ではGPS受信機間のPPS信号の相対同期精度を評価し、また提案方式を実現して通信実験を行い、その結果を解析した。(3)では(2)で生じた問題点の解決方法の提案とその結果の検討した。さらにシステム実用化へ向けた課題の検討を行った。

1.4 本論文の内容

ここで本論文の構成を説明する。

第2章ではまず、現在海上で使用されている通信システムの概要と捜索救助システムの現状と先行研究事例について触れる。次に微弱電波通信システムの概要について述べ、GPSを利用した微弱電波 DS-SS 方式を提案し、各サブシステムの構成について検討した。さらに変調方式や伝送速度などのパラメータを変化させてこのシステムの伝搬特性について解析した。

第3章ではGPSを始めとする衛星測位システムの概要とGPS受信機から出力される時刻同期信号について述べた。次に2種類のGPS受信機の相対同期精度を測定した結果、チップ同期に十分な相対同期精度が得られることを確認した。

第4章では実際に送受信機を設計・製作して、減衰器を用い受信電力を変化させ、屋内でBER特性を測定、スペクトラム拡散を行わない場合と比較してその有効性を示した。

第5章では第4章で生じた問題点の解決方法として異なる系列を用いた同期方式を提案した。拡散符号の位相を検出するためのM系列と、情報の拡散に用いるM系列を用意し、それぞれの系列について長さなどを変化させて相互相関特性を解析した。また得られた特性を基に、最適な系列の組み合わせを選択した。最後に送受信機の構成方法について述べた。

第6章ではM系列の位相検出による同期を用いて第4章と同様に特性測定を行った。次に屋外で実験を行い、80mで通信に成功した。さらに小型船舶に送信機を搭載して同様の実験を行い、その特性の変化について考察した。最後にフェージングと海面反射の影響について検討した。

第7章では提案した測位衛星を利用した微弱電波通信システムに適用できる応用研究を検討した。

第8章は本研究から得られた成果について総括し、今後の課題を述べた。

2 測位衛星を利用した微弱電波通信システムの概要

2.1 海上における通信システム

2.1.1 海上通信システムの現状

現在の海上で使用されている通信システムは、船舶の規模や構造等によって周波数、運用方法、備えるべき無線設備が国際条約で規定されている。また衛星系はデジタル化が進展しているが、船舶及び陸上系はアナログ音声を中心である。表 2.1 に主な海上通信システムの例を示す。

例えば大型船舶では、短波帯等の無線設備、船舶用レーダー、衛星 EPIRB、インマルサット等を搭載しているのに対し、我が国の船舶数の大部分を占めている小型漁船の場合は 27MHz 帯の漁業用無線機のみが多い。また平成 16 年度、検査登録された小型船舶約 47 万隻 [5] に対し、漁業用無線機やマリン VHF などの船舶局数は約 8 万局であることから、通信機器を全く搭載していない船舶が多いと推定される。これは表 2.1 にもあるように、ほとんどの無線設備は無線従事者の資格を所有していなければ搭載、運用ができないことが理由として考えられる。

2.1.2 海上における捜索救助システム

1914 年に発生したタイタニック号の海難事故を踏まえ、一定の船舶に無線電信施設を設置することや、遭難信号の優先的取扱い、遭難周波数の聴守等が国際的に義務付けられた。1979 年に海上通信の改善を図るため、国際機関としてインマルサットが発足し、1982 年には衛星システムの運用を開始した。さらに 1992 年から「海上における遭難及び安全に関する世界的な制度」（GMDSS : Global Maritime Distress and Safety System）と呼ばれる遭難通信システムの導入が開始され、1999 年 2 月 1 日に完全実施となった。

GMDSS の目的は、船舶が沈没したときなどに発信機が浮上して自動的に遭難

表 2.1: 海上で使用される主な通信システム

	中短波無線電話	漁業無線電話	マリン VHF	国際 VHF	携帯電話	インマルサット
周波数 [MHz]	0.4~25	26~27	156~162	156~162	800/1500	1600
音声通信	○	○	○	○	○	○
データ通信	○	×	×	×	○	○
緊急通報	○	○	○	○	○	○
無線従事者の資格	3 海上	2 海特	3 海特	1 ~ 2 海特	不要	1 海特
最大空中線電力	1.2kW	2.5W	5W	2.5W	-	-

信号が発信され、海上保安庁等の捜索救助機関や付近の船舶・航空機による捜索救助活動が迅速に行われるようにすることである。衛星通信は、GMDSSの中でも中心的な通信手段であり、コスパス (Cospas)・サーサット (Sarsat) と呼ばれる捜索救助専用の衛星システムが利用されている。なお国際機関コスパス・サーサットは、GPS、GALILEO、GLONASS に SAR(Search and Rescue) 機能を付加した中軌道衛星捜索救助システム (MEOSAR) の構築を計画している [6]。

海難発生時の通報手段も携帯電話の普及に伴い、プレジャーボートを中心に携帯電話からの救助要請等が多くなってきている。海難事故等が発生した場合には、救助機関に一刻も早く情報が伝達される必要があるが、衛星 EPIRB は誤発射の割合が 90 % 以上に達するなど情報の信頼性が低い。また GMDSS の設備が搭載されておらず、救助機関に直接通報する通信機器・設備を搭載していない船舶については、捜索救助活動の開始に遅れが生じる可能性がある。特に通信連絡手段を有しない小型船舶や海難の当事者からの通報は困難であり、付近を航行する船舶が発見するか関係者が異変に気づくまで捜索救助活動が開始されないため、通信連絡手段の確保及び小型・軽量・安価な無線設備の開発の検討と実現が求められている [7]。

これら海難被害者が死亡に至る要因として、船又は陸に自分の位置を伝える手段が乏しいことが挙げられる。この問題に対し、携帯電話を利用した位置情報サービスは現在開発・運用が進められている。GPS によって取得した位置情報を送信するための方法として通信衛星や GPS 機能付携帯電話、特定小電力無線など様々な方法が提案されている [8][9][10][11][12]。前述のように救助要請などで一般的になってきた携帯電話は東京湾など一部の沿岸を除くと海上では通話圏外である可能性が高く、携帯電話のサービス会社や機種の違いにより得られる情報は様々である。また特定小電力無線は認証されたものでなければ使用できず、チャンネル数が少ないなど海上における通信システムの構築に制限がある。

2.2 GPS を利用した微弱電波通信システムの提案

本節ではまず提案する通信システムを構築する上で重要な技術である、スペクトラム拡散通信の概要について述べる。次に GPS 受信機から出力される時刻同期信号（Pulse Per Second 信号、以下 PPS 信号）を利用し送受信機のチップタイミング同期を行う微弱電波 DS-SS 方式を提案し、その構成法について述べる。

2.2.1 スペクトラム拡散通信技術の概要

スペクトラム拡散 (Spread Spectrum) 方式は直接拡散 (Direct Sequence) 方式と周波数ホッピング (Frequency Hopping) 方式の 2 種類に大きく分けられる。本研究では FPGA での回路化が簡単な DS-SS 方式を採用している。

スペクトラム拡散を利用した通信系では、2 段階に分けて変調が行われる。図 2.1 に DS-SS 通信の概念図を示す。送信側では、ベースバンド信号にまず 1 次変調を行いその後に 2 次変調として拡散を行う。この拡散には DBM(Double Balanced Modulator) などが使用されている。受信側で元の信号を復元させるには、送信側の拡散操作を逆に行う。これを逆拡散と呼び、その後復調回路で復調、最後にベースバンド信号を得る。ただし、この 1 次変調と 2 次変調の順序は図 2.2 のように逆にすることができる。この場合、ベースバンド信号に対して拡散符号との EXNOR 出力が拡散操作となる。そのため特に通信システムの大部分をディジタル回路で構成する場合には、後者の方が構成が容易である。本システムでも図 2.2 の方式を採用した。

スペクトラム拡散を利用した通信の利点及び欠点は以下の通りである。

- 利点**
- ノイズや妨害波の影響を受けにくい。
 - ベースバンド信号のスペクトルを拡散させ、電力密度を下げているため、他の無線局に与える影響が小さい。
 - 情報の秘話性が高い。
 - 距離の測定や時刻同期などを処理できる。
- 欠点**
- 拡散符号同士の干渉を完全に排除できない。
 - 拡散符号の周波数がデータよりも高いため、データレートが上がると受信機の同期回路設計が難しくなる。
 - 目的信号よりも干渉波の受信電力のほうが大きくなると通信できなくなる。

拡散符号には一般的に PN(Pseudorandom Noise) 符号が使用される。この PN 符号の同期捕捉と保持は、逆拡散処理に用いる受信側の拡散符号の送出タイミングを生成する機能で、スペクトル拡散信号の復調に不可欠であるとともに、復調器

の性能や回路規模などに大きく影響する重要な技術である。同期捕捉により符号の位相とチップタイミングを検出し、同期保持回路により送受信機間のチップクロックの偏差に対してチップ送出タイミングを追従、保持することができる。このチップ同期捕捉方式には大別してマッチドフィルタとスライディング相関器の二方式がある。

スライディング相関器はシリアルサーチ法とも呼ばれ、受信側はPN符号を適当なタイミングで送出し、このタイミングをシフトさせながら捕捉する方法である。この方法では簡単な回路で構成できるが、少なくともPN符号の周期分の時間がかかる。1度の相関結果で捕捉出来なかった場合、最大チップ分の回数の相関結果を必要とする。これに対してマッチドフィルタはPN符号をシフトレジスタに1チップごとに格納し、受信側のPN符号と乗算して相関を取り捕捉する方法である。この方法はPN符号が1周期あれば捕捉可能だが、符号長が長くなるほど大規模な回路を要し、同期追跡のためにさらに回路が必要である。

マッチドフィルタは同期捕捉に要する時間が短いハードウェア規模が大きく、スライディング相関器は同期捕捉時間が長いハードウェア規模は小さいという特徴がある。同期捕捉を達成した後は、受信側のPN符号と受信した信号との位相差をできる限り0に維持し続けなければならない。これを行う回路を同期追跡回路と呼び、DLL (Delay Lock Loop) が主に用いられている。

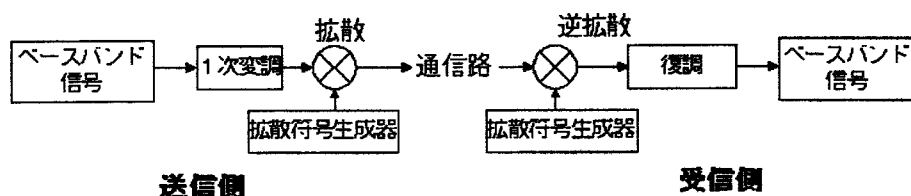


図 2.1: 1 次変調後に拡散をかける SS 通信システムの構成

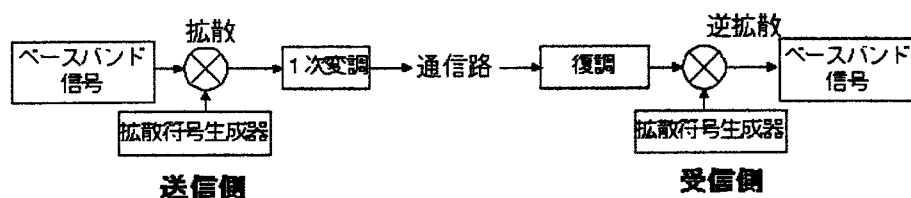


図 2.2: 1 次変調前に拡散をかける SS 通信システムの構成

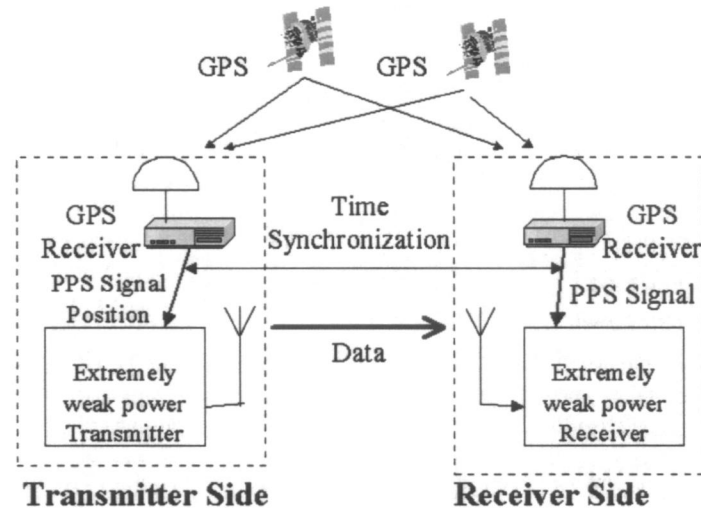


図 2.3: GPS 受信機の PPS 信号を利用した微弱電波通信システムの構成

2.2.2 本システムの概要

1.2 で述べたように、微弱電波無線機器は通信距離が短いなどの理由からこれまであまり通信には用いられてこなかった。しかし DS-SS 方式を採用し、処理利得により通信特性を改善させる方法も検討されている。ただし通信速度との兼ね合いから、文献 [2] のようにバーカ系列符号（自己相関関数が時間遅れ 0 において値 N をとり、それ以外の時間遅れのときは 0 または ± 1 をとる符号列、最大 $N=13$ まで）などを利用するため処理利得は大きくない。また 2.2.1 で述べたように、常にチップタイミングが同期していなければならないため、多くの演算処理が含まれる同期追跡回路が必要であるなど回路構成が複雑化する欠点がある。

同期の改善方法として、衛星測位システムの時刻同期を利用し一般的な同期捕捉及び同期追尾を必要としない、簡易な構成の DS-SS 方式 [13] が提案されている。しかし実際の構成方法に関する報告はなく、またその応用に関する研究もなされていない。そこで本研究では GPS 受信機から出力される PPS 信号をチップ同期に利用した DS-SS 方式の構成法を提案且つ実現し、さらにその応用システムを提案する。

図 2.3 に PPS 信号をチップ同期に利用した微弱電波 DS-SS 通信方式の構成概念図を示す。GPS 衛星からの電波信号を受信すると、内蔵の GPS 受信機は測位を開始する。同期回路により信号の捕捉、追尾が可能になると、位置情報と同時に時刻同期信号が出力される。送信側、受信側共に同じタイミングで PPS 信号が出力されているため、この信号をトリガとして送受信機が同時に PN 符号を送出すれば、受信機内で行うチップタイミング同期が容易となる。また同期に用いる GPS 受信機から得られた位置情報や時刻情報を送信できるため、簡易な位置情報シス

テムの構築が可能であるなど利点が多い。

図 2.4(a)、(b) にそれぞれ送信機、受信機のブロック図を示す。送信側、受信側ともに GPS 受信機（時刻同期サブシステム）と信号処理用デジタル回路（信号処理サブシステム）、通信用の RF フロントエンド（無線通信サブシステム）及び電源で構成されている。受信側は受信した信号と受信側で得られた情報をもとに送受信機間の距離計算などの処理を行うアプリケーションプログラムを構築することも可能である。以下の項でそれぞれのサブシステムについて説明する。

2.2.3 無線通信サブシステム

無線通信サブシステムは、送受信のためのアンテナ及び周波数変換器や増幅器などの変復調回路で構成される。微弱電波を使用するため、変調方式や周波数など仕様の選択は自由である。図 2.5 に無線通信サブシステムの構成を示す [14]。図中のベースバンド信号には、スペクトラム拡散（2 次変調）後の信号も含まれる。受信回路は一般的にスーパーヘテロダイン方式が採用されており、1 個のミキサ（Mixer、周波数変換器）を使用して周波数変換を行なう場合はシングルコンバージョン方式、2 個のミキサを使用して 2 段階の周波数変換を行なう場合はダブルコンバージョン方式と呼ばれている。

無線通信サブシステムから信号処理サブシステムへの受信信号出力は、通常 1 次復調されたベースバンド信号である。ただし図 2.6 のように、A/D 変換器をサブシステム間に挿入し、周波数の高い IF（中間周波数）信号をそのままデジタル化して信号処理サブシステムへ出力させれば、信号処理サブシステム内で 1 次復調処理とベースバンド処理を行うことが可能である。このような方式はソフトウェア無線 (Software Defined Radio) と呼ばれており、アナログ RF による変復調回路を削減することにより変調方式の選択などが柔軟になるなど利点がある。

2.2.4 その他のサブシステム

時刻同期サブシステムは、主に GPS アンテナと GPS 受信機で構成されている。GPS 受信機が測位を開始すると、PPS 信号が信号処理サブシステムに出力される。位置情報システムでは GPS 受信機で得られた測位結果も出力する。この PPS 信号については 3.1.2 で詳述する。

最後に信号処理サブシステムは基準発振器及び分周回路や PN 符号生成器、相関器（受信機のみ）などのデジタル回路で構成される。このサブシステムの詳細は 4.1.2 で述べる。

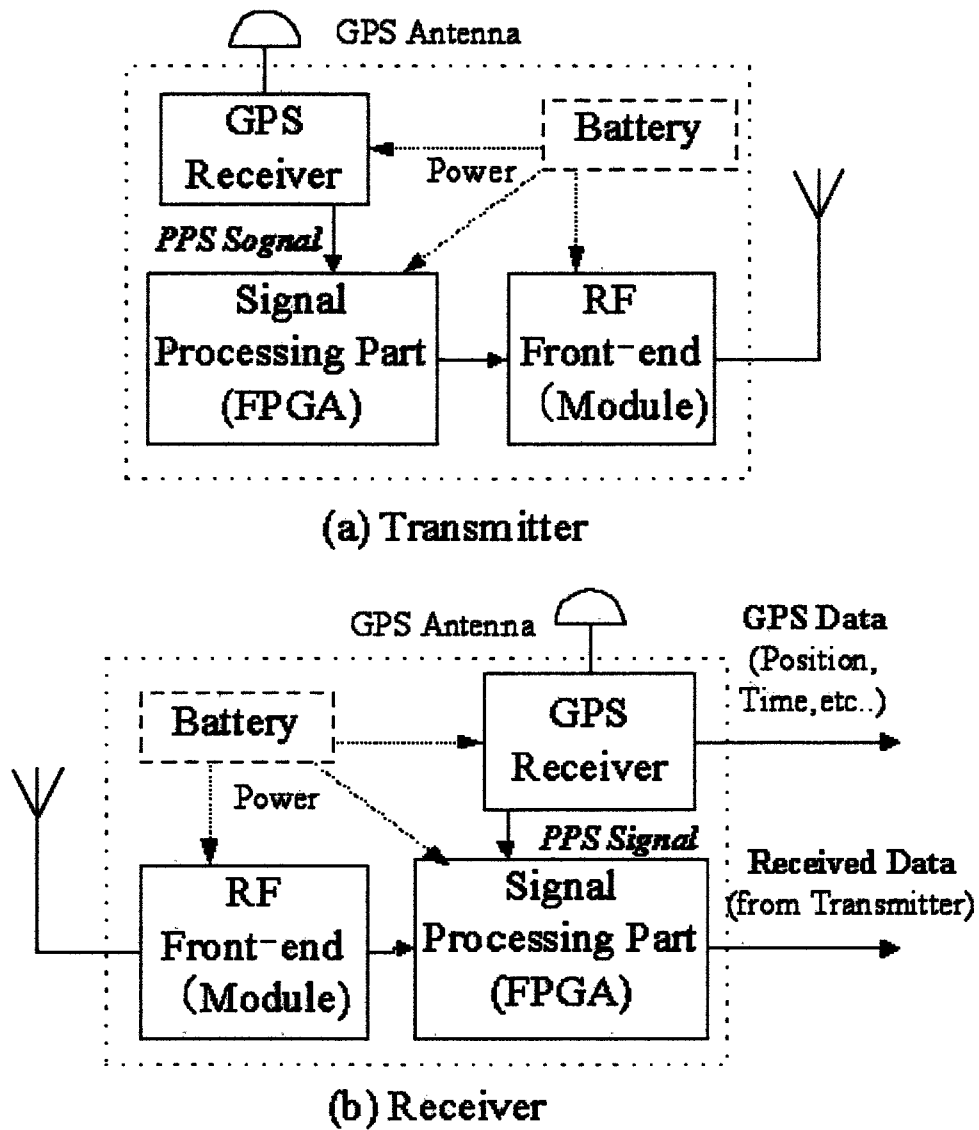
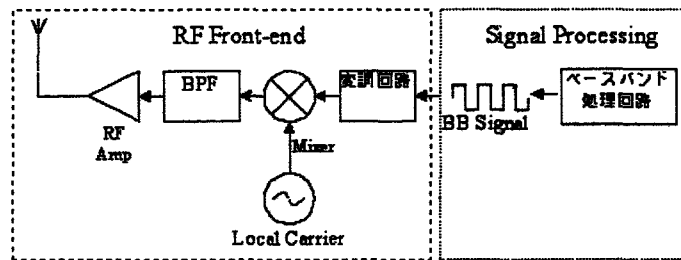
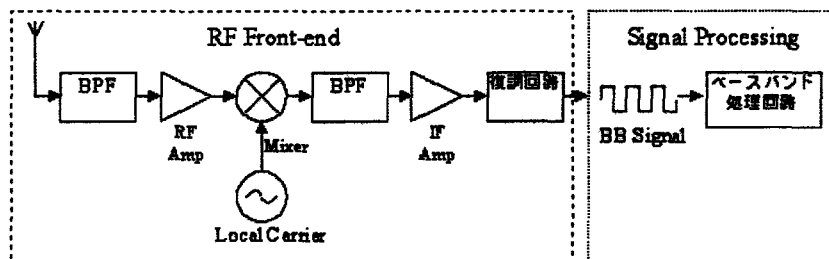


図 2.4: 送信機 (a) 及び受信機 (b) の構成図



(a) Transmitter Side



(b) Receiver Side

図 2.5: 無線通信サブシステムの構成図 (送信機 (a) 及び受信機 (b))

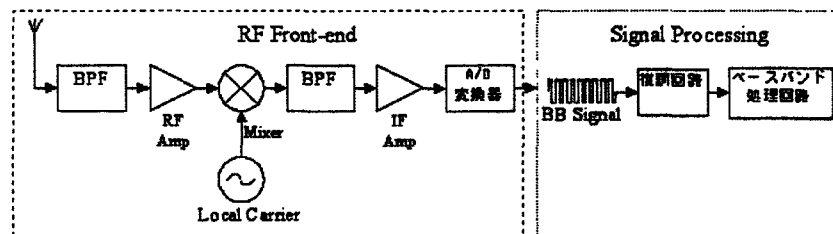


図 2.6: ソフトウェア無線化した場合の受信機の構成

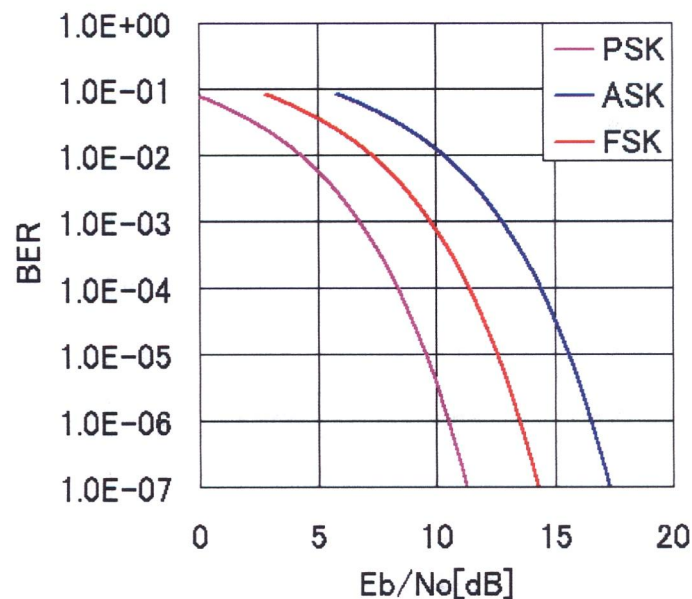


図 2.7: デジタル変調方式の BER – E_b/N_0 特性

2.3 システムの諸特性の解析と通信能力の評価

2.3.1 システム仕様の設定

本節では、BPSK 同期検波の RF フロントエンドを用いた場合を仮定して、チップレートや伝送速度等の通信システムの仕様を設定した。それに従ってレベルダイアグラムを作成した結果、微弱電波 DS-SS 方式により送受信アンテナの高さがそれぞれ 1m でも最大約 1km の通信が可能であることを示す。

電波法の規定よれば、微弱電波は図 1.1 のように、特定の周波数帯を除き 3m の距離で $500 \mu\text{V/m}$ 以内の受信電界強度でなければならない。これは通常の狭帯域通信、スペクトラム拡散通信を問わず定められており、送信電力 P_t はこれを満たす値であれば問題はない。提案する微弱電波通信システムの通信能力の評価を行うために、まず微弱電波を用いた BPSK-スペクトラム拡散通信の伝搬特性を計算する。変調方式を BPSK とした理由は、図 2.7 のように一般的に PSK が最も通信品質が良く、この変調方式の採用が望ましいためである。

解析に用いたシステムの仕様を表 2.2 に示す。チップレート R_c とデータレート R_d は、回路製作の便宜上 GPS と同一にした。受信機の構成は、ダブルコンバージョンのスーパーヘテロダイン方式とした。受信機の雑音指数を表す NF(Noise Figure) は、LNA や BPF、Mixer などの特性を代表的な素子の仕様や通過減衰量から決定し、これらを代入して計算した。

表 2.2: 想定したシステムの仕様

Item	Sign	Value	Unit
搬送波周波数	fc	315.08	MHz
波長	λ	0.951	m
データレート	Rd	50	bps
チップレート	Rc	1.023	chip/s
帯域幅	b	2.046	MHz
Noize Figure	NF	4.6	dB
絶対温度	T	290	K
ボルツマン係数	k	$1.38 * 10^{-23}$	J/K
送信電力	Pt	-43.4	dBm

2.3.2 伝搬特性の解析

通信システムの伝搬特性は、送信機の送信電力と伝搬損失から受信機の入力電力を、距離を変数として計算を行うことにより求めることができる。送受信アンテナを半波長ダイポールとした場合における、送信アンテナから距離 d [m] における電界強度 E [V/m] を求める式 [15]、

$$E = \frac{7\sqrt{P_t}}{d} \quad (2.1)$$

を変形して送信電力 P_t は、

$$P_t = \left(\frac{E \cdot d}{7} \right)^2 \quad (2.2)$$

と表され、微弱電波で基準とされる $d = 3\text{m}$ 、 $E = 500 \mu \text{ V/m}$ をそれぞれ代入すれば -43.4dBm と求められる。次に受信機入力電力 P_{in} 及び雑音電力 P_n はそれぞれ式 (2.3)、(2.4) のように表される。

$$P_{in} = P_t - L \quad (2.3)$$

$$P_n = 10 \log(kTB) \quad (2.4)$$

送受信アンテナの利得を 0dBi とすれば、受信電力 P_{in} は P_t と伝搬損失 L の差となり、また受信機に入力される雑音電力 P_n は、表 2.2 中のボルツマン係数 k 、絶対温度 $T = 290\text{K}$ 及び帯域幅 B から求められる。

最後に式 (2.3) の伝搬損失 L を求める。一般に電波伝搬では自由空間損失に加えて反射損失の影響を考慮する必要があり、 L は以下のように表される [16]。

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - 10 \log \left\{ 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi \Delta l}{\lambda} \right) + \phi \right\} \quad (2.5)$$

表 2.3: 送受信アンテナ高さのパラメータ

	Case1	Case2	Case3	Case4
Tr-Antenna h_1 [m]	0.3	0.3	1.0	30.0
Re-Antenna h_2 [m]	0.3	1.0	1.0	30.0

上式右辺の第一項が自由空間伝播損失を表し、第二項が平面大地における反射損失を表す。式中の d は伝搬距離 [m]、 λ は表 2.2 中の波長 [m]、 h_1 と h_2 はそれぞれ送信アンテナ高、受信アンテナ高 [m] を示す。このアンテナ高は、地上や海面からアンテナまでの高さである。 γ と θ は大地の反射係数 $\gamma \exp(j\phi)$ から求められる。また Δl は直接波と反射波の伝搬距離差である。 $d \gg h_1, h_2$ の場合、反射係数は $\gamma \doteq 1$, $\theta \doteq \pi$ より -1 で近似され、また Δl は、

$$\Delta l \cong \left(\frac{2\pi h_1 h_2}{d} \right) \quad (2.6)$$

と近似できるので、式 (2.5) を整理すれば、

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - 20 \log \left| 2 \sin \left\{ \frac{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda \cdot d} \right\} \right| \quad (2.7)$$

となる。送信アンテナ高 h_1 と受信アンテナ高 h_2 を表 2.3 の Case1~4 のように変化させ、表 2.2 の値をそれぞれ代入して伝搬距離 d と受信電力 P_{in} の関係を求めた。またこの結果と L を第 1 項の自由空間伝搬損失のみとして計算した結果とを比較し、反射の影響を調査した。自由空間伝搬損失のみの場合はアンテナ高さは影響しない。

図 2.8 に受信電力 P_{in} と伝搬距離 d の関係を示す。受信電力は Case1 と Case3 では距離が 10m 以上離れるとおおよそ約 20dB の差があった。Case2 は Case1 と比較して約 10dB 増加しており、送信側のアンテナ高が低くても受信側のアンテナ高を高くすることで受信電力が改善できる。また Case1~4 を自由空間伝搬損失特性と比較すると、アンテナ高が低い場合 (Case1~3) では傾きが大きく、反射による損失の影響が大きい。アンテナ高が高い (Case4) 場合、傾きは自由空間伝搬損失の特性に近くなり、反射による損失の影響は少なくなるが、フェージングの影響は大きくなる。

この結果から、微弱電波で通常 100m 以上の通信を行うには、自由空間伝搬で近似できる程度のアンテナ高さを確保するか、-150dBm 以下の高感度な受信機が必要になることがわかる。

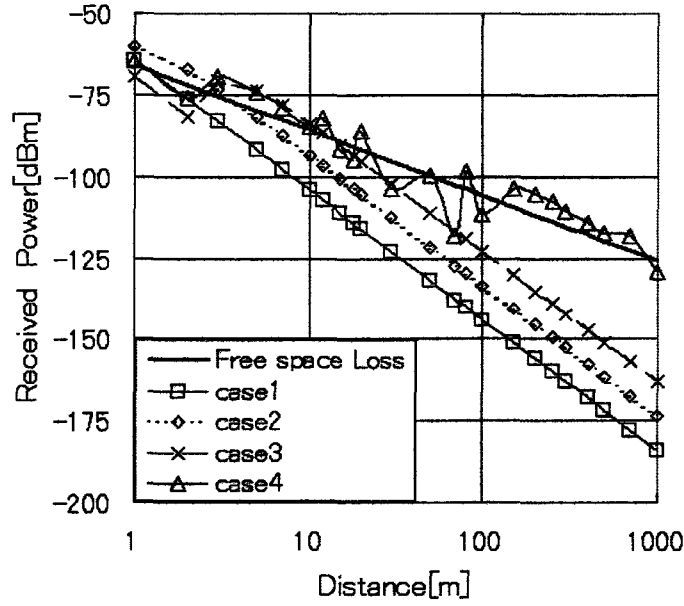


図 2.8: 微弱電波の受信電力－距離特性

2.3.3 通信能力の評価

前項では微弱電波で通信距離を伸ばそうとすると、一般的な狭帯域通信では困難であることを示した。そこで前項で求めた伝搬特性をもとに、スペクトラム拡散を行った場合に得られる通信距離と通信品質を計算し、微弱電波 DS-SS 方式の通信能力を評価する。まず受信機入力時点での SN 比である CNR は、受信機入力電力と雑音電力と NF で求めることができる [17]。よって式 (2.2)～(2.4) より、

$$CNR = P_{in} - P_n - NF[dB] \quad (2.8)$$

と求められる。ただし NF は受信機の Noise Figure を示す。受信機全体の SN 比を表す E_b/N_o は、受信された信号電力 S 、全妨害電力 J 、狭帯域情報信号の帯域幅 B_d とスペクトラム拡散後の帯域幅 B_c を用いて次式で表される [18]。

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{J} \cdot \frac{B_c}{B_d} \quad (2.9)$$

この中で S/J は式 (2.8) の CNR を示しており、 B_c/B_d はスペクトラム拡散による処理利得を表す。処理利得は R_c とデータレート R_d との比からも求められるので、式 (2.9) は、

$$\frac{E_b}{N_o} = CNR + 10 \log \left(\frac{R_c}{R_d} \right) [dB] \quad (2.10)$$

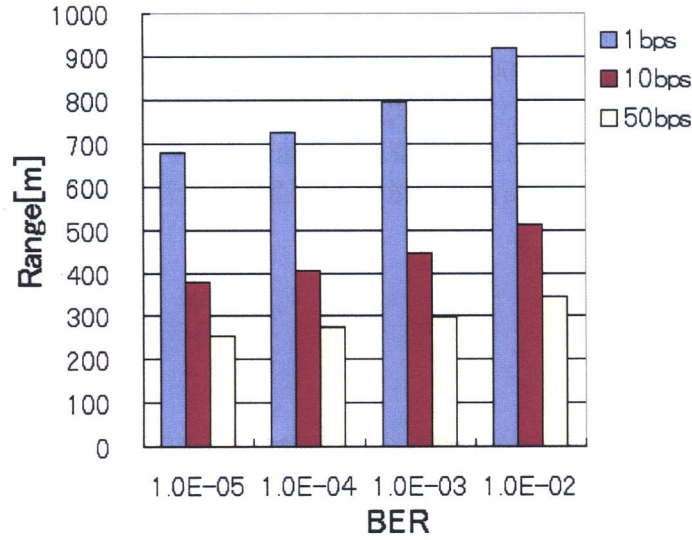


図 2.9: R_d と所要 BER の変化における距離特性

となる。一方、同期検波 BPSK のビット誤り率 (BER) と E_b/N_o の関係は、式 (2.11) のように表すことができる [19]。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E_b}{N_o} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

ここで $\operatorname{erfc}(x)$ は相補誤差関数と呼ばれ、式 (2.12) のように誤差関数 $\operatorname{erf}(x)$ を用いて表される。

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (2.12)$$

距離 d を変化させて E_b/N_o を計算し、式 (2.11) に代入して求められる BER が、仕様が要求する値を上回れば通信可能であり、この条件を満たす最大の d が通信距離の限界となる。例えば BPSK の場合、 $BER=10^{-2}$ であれば 4.4dB、 10^{-5} であれば 9.6dB の E_b/N_o が要求される。これは図 2.7 から確認できる。

そこで送信アンテナ高 h_1 、受信アンテナ高 h_2 を前述の Case3 と設定し、 R_d を 1、10、50bps、BER を $10^{-2} \sim 10^{-5}$ とそれぞれ変化させて、得られる通信距離を求めた。ただし変調方式は BPSK とし、 R_c は固定した。この場合の処理利得は、50bps のとき 43.1dB、10bps のとき 50.1dB、1bps のとき 60.1dB である。

図 2.9 に R_d と所要 BER を変化させた場合の距離特性を示す。所要 BER を 10^{-5} から 10^{-2} に劣化させると通信距離は約 1.3 倍増加した。また R_d を 50bps から 1bps

に低下させると通信距離は約 2.7 倍増加し、所要 BER が 10^{-2} であれば 900m 以上が可能である。今回の計算で最も厳しい条件である、BER が 10^{-5} 、 R_d が 50bps の場合において、通信距離が 250m 以上という結果が得られた。この解析においては利得の余裕を考慮していないため、実際の通信においてはこの結果よりも特性の劣化が考えられる。それでも大量の情報を高速に送信する必要がない限り、100m オーダの通信距離と高い通信品質で微弱電波通信システムが構築可能であることが確認できた。

2.4 まとめ

本章は、海上における通信システムの現状を述べ、次にスペクトラム拡散通信とその同期技術の概要について説明した。ここで問題とされるチップタイミング同期方法として、GPS 受信機の時刻同期信号を利用した微弱電波 DS-SS 通信システムを提案した。さらに提案するシステムの各サブシステムについて説明した。

最後に BPSK 同期検波の無線通信サブシステムを利用した場合を仮定し、通信システムの仕様を設定した。これを用いて微弱電波 DS-SS 通信システムの伝搬特性について解析を行った。その結果、送受信アンテナ高がそれぞれ 1m、送信電力が -43.4dBm の場合でも、最も良い条件では約 900m の通信距離が得られることがわかった。また通信速度 50bps、所要 BER が 10^{-5} という条件でも、250m 以上で通信可能であることを示した。

これらの結果から、微弱電波でも DS-SS 方式を採用することにより距離特性を改善できることを確認できた。これまで 100m オーダでの通信には無線 LAN や特定小電力無線が使用されていたが、微弱電波無線機器に置き換えることができれば、コストや電力等、簡易な通信システムの構築において大きな利点となる。

3 時刻同期システムとその評価

提案した微弱電波 DS-SS 通信システムのサブシステムのうち、時刻同期サブシステムはスペクトラム拡散のチップ同期を担う重要な部分である。本研究では GPS 受信機から出力される PPS 信号を利用しているが、この PPS 信号の精度を検証する必要がある。

そこで本章では PPS 信号の相対時刻精度と絶対時刻精度について検討する。まず GPS の概要について述べ、次に GPS 受信機からどのように PPS 信号が生成されるかについて説明する。その際理論的な精度を求める。また GPS 以外の衛星測位システムの時刻管理についても触れ、将来的に異なる衛星測位システムでも利用可能かどうか検討する。

実際の微弱電波 DS-SS 通信システムでは時刻比較用などの高精度な受信機は使用できないので、市販の GPS 受信機の相対精度を評価する必要がある。そこで同型の受信機の場合と異なるメーカーの受信機でその相対精度を測定し、通信の同期に必要な精度を有していることを確認する。

3.1 GPS の時刻同期について

3.1.1 GPS の概要

GPS (Global Positioning System) は、人工衛星を利用した全地球測位システムであり、NNSS (Navy Navigation Satellite System) の後継、発展型として米国国防総省により開発された。1973 年に開発が開始され、1974 年 7 月に最初の NAVSTAR (Navigation System with Time and Ranging) 衛星が打ち上げられ、1993 年 12 月に初期運用開始宣言がなされた。広く民間にも使用が認められ、現在では自動車のカーナビゲーションや船舶・航空機等の移動体、地殻変動のモニタや測量等にも広く利用されている。かつては SA (Selective Availability) と呼ばれる測位精度を劣化させる操作がなされていたが、2000 年 5 月 2 日 13 時 (JST) に SA が解除されてから測位精度は、大幅に改善されている。

GPS は、昇交点傾斜角が 55° で昇交点経度が 60° ずつ異なる 6 つの軌道面上に 4 機ずつ人工衛星を配し、24 衛星で全地球をカバーして所定の機能を果たすとされているが、予備の衛星も存在し 29 個の衛星が作動している (2006 年 1 月現在)。衛星の周回周期は約 11 時間 58 分 2 秒 ($1/2$ 恒星日) であり、地球上の任意の場所に約 23 時間 56 分 4 秒毎に同じ衛星の配置が上空に現れることになる。実際には軌道が随時変更されているが、衛星の軌道は各 2m の範囲で管理されており、2 時間間隔で更新される高い精度を持った軌道情報を、衛星が 30 秒周期で放送している。各衛星にはセシウム原子時計と、ルビジウム原子時計が搭載されている。この原子時計は地上の管制システムで管理されており、この時計の誤差に関する補正情報を軌道情報とともに衛星が放送している。衛星は搭載されている原子時計か

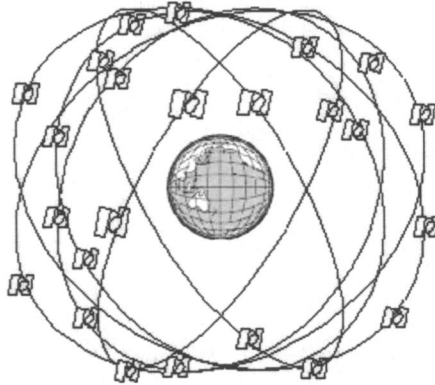


図 3.1: GPS 衛星の軌道概念図

ら $10.23[\text{MHz}]$ の基準周波数を発生させており、この 154 倍の $L1 = 1575.42\text{MHz}$ と 120 倍の $L2 = 1227.6\text{MHz}$ の 2 周波の BPSK 変調された右旋円偏波が地球に向けて送信されている。GPS は CDMA(Code Division Multiple Access) 技術を使用しており、全衛星が同一の周波数で衛星ごとに割り当てられた Gold 符号を使用し、C/A (Clear and Acquisition または Coarse and Access) コードと P (Precision または Protect) (Y) コードを生成している。これらのコードで航法メッセージをスペクトラム拡散変調している。民間利用者に許されているのは L 1 にのみ載せられた C/A コードによる測位で、SPS (Standard Positioning Service) と言われている。P(Y) コードによる測位は PPS (Precise Positioning Service) と言われ SPS よりも測位精度が高い。これは、米軍など米国政府、及び米国政府が使用を許可した団体、研究機関、企業が使用可能である。

図 3.1 に GPS 衛星の軌道概念図を示す。衛星からコードに載せて送信される航法メッセージには衛星軌道情報 (エフェメリス、ephemeris)、衛星時計の情報、電離層補正データ、他の衛星の位置情報 (アルマナック、almanac) 等が含まれる [20]。

3.1.2 時刻同期信号について

GPS は、位置情報だけでなく時刻情報も取得でき、GPS 受信機から出力される 1PPS(Pulse Per Second) 信号が用いられている。その用途としては、一般的には周波数標準、時刻同期という分野が大半を占めている。時刻同期の分野では、国の機関から一般まで広く利用されており、携帯電話基地局やメールサーバなどでも取り入れられている。周波数標準ではアマチュア無線の受信機内周波数較正などの分野で広まりつつあり、国内の JJY 標準電波と並んで広く利用されている。

GPS 衛星はセシウム及びルビジウム原子周波数標準器を 2 台ずつ搭載しており、その精度は約 10^{-13} である。GPS 衛星からの信号を受ける GPS 受信機は、受信処理の過程で航法メッセージ内の補正情報を利用して常に受信機内の発振器を補

正しており、測位が可能な状態の場合、1秒毎に出力される [21]。実際使用されている基準発振器は、温度補償回路付きの TCXO(Temperature Compensated Xtal Oscillator) が多く、一般的な水晶発振器 SPXO(Simple Packaged Xtal Oscillator) も使用されている。この PPS 信号出力の精度は、受信機メーカーやその目的により異なるが、汎用受信機では $1 \mu s$ 程度を保証しているものが多く、時刻同期専用受信機ではさらに高く ns オーダである。

ここで GPS 受信機内における PPS 信号の発生方法について簡単に説明する。PPS 信号の出力回路は安価で単純な構成で実現可能であることから、デジタルアップカウンタもしくはダウンカウンタで構成されるのが一般的である。ダウンカウンタを例にとると、出力したい PPS 信号のタイミング情報をダウンカウンタに設定する。カウンタは受信機内部のクロックにより、設定したカウント値からカウントダウンを行い、カウントが終了したタイミングで PPS 信号の出力を行う [22]。

前述のように、PPS 信号のタイミングである GPS 時刻は GPS 衛星が搭載している高精度の原子時計を基準にしている。しかし受信機内部で PPS の出力回路を動かすクロックは周波数精度 10^{-6} 程度の発振器を使用しており、両者は非同期である。そのため GPS 時刻に対して受信機のクロックタイミングはランダムであり一様に分布する。ここで PPS 信号出力精度 P_{acc} は次式のように表すことができる。

$$P_{acc} = \sqrt{M_{acc}^2 + P_{pre}^2} \quad (3.1)$$

ただし M_{acc} は時刻の測定精度、 P_{pre} は PPS 信号の出力精密度を示す。時刻測定精度は受信機の GPS 受信時刻の測定精度を表し、受信機雑音、マルチパス、衛星の時計誤差等の誤差要因により特性が劣化する。この誤差要因により、標準偏差にして約 25ns の誤差を生じる。一方、出力精密度は PPS 信号の出力回路における分解能によって決定される値である。受信機の基準発振器の周期を $T[s]$ とするとその出力の標準偏差 T_σ は、

$$T_\sigma = \frac{T}{\sqrt{12}} \quad (3.2)$$

となる。例えば基準発振器が C/A コードの 16 倍の速さである 16.368MHz であるとする、 T は 61.1ns、 T_σ は 17.6ns である。本研究では、この測定精度と出力精密度の標準偏差の値を PPS 信号精度の理論値とする。

3.2 GPS 以外の衛星測位システム

GPS 以外にも衛星測位システムは運用、または運用が計画されており、これらの受信機を用いた通信システムも検討する必要がある。

3.2.1 GLONASS

GLONASS は 1982 年から打ち上げが始まり、GPS と並び現在運用されている衛星測位システムである。もともとはソ連のシステムであったが、現在はロシアが管理している。仕様上は軌道傾斜角度 64.5 度、軌道半径 25,510 km の 3 軌道面に 8 衛星ずつ、計 24 衛星で運用されるが、1990 年代初めに 24 衛星で運用された後、衛星の打ち上げが中断した時期があったため、2005 年の時点で軌道上にあるのは 11 機である。信号の放送方式は周波数分割多重 (FDMA) を使用しており、符号分割多重 (CDMA) を使用する GPS とは異なる。また GLONASS は独自の時刻系を有していたが、うるう秒の対策に失敗したため、2000 年より UTC(世界協定時) と同一にしている。現在近代化が進められている GLONASS - M の衛星時計は、 10^{-13} の精度を持っている [23]。

前述のように、利用可能な衛星数が少ないため、現在 GLONASS 単独で測位を行うことは難しい。そのため GPS - GLONASS 複合受信機を使用した場合に限り、提案する通信システムの構築に有用となる。しかし小型の装置では複合受信機を搭載することは現実的ではなく、現状として GLONASS を利用したシステムの構築は困難であるといえる。

3.2.2 GALILEO

GALILEO システムは、EU が中心となり開発を進めている衛星測位システムであり、2005 年末に試験衛星が打ち上げられる予定である。衛星の配置計画は、高度 23200km の 3 つの軌道面に傾斜角 56° の衛星を 30 機 (うち予備が 3 機) 配備する。2.1.2 で述べたように、GALILEO は測位信号だけでなく Cospas-Sarsat システムに組み込まれ、全世界的な捜索と救助 (SAR) 機能を提供する予定である [24]。

衛星に搭載する時計はルビジウム原子時計 2 機と受動型水素メーザ 2 機の合計 4 機を予定されており、その時刻測定精度は標準偏差で 3×10^{-13} 以下である。GALILEO の時刻系 (Galileo System Time) は、TAI(国際世界時) に対し 5 日間の標準偏差 (2σ) で 28ns 以下、GPS 時刻とは 24 時間の標準偏差で 5ns の精度で同期が維持される [25]。

運用開始後、GALILEO の受信機からも PPS 信号出力が得られると考えられるが、時刻にオフセットがあるものの、パルスのタイミングは上述のように極めて正確に同期されており、GALILEO 受信機間だけでなく GPS 受信機とも同期した通信システムの構築が期待できる。

3.2.3 準天頂衛星

準天頂衛星システム (QZSS) は、2003 年度より国内で研究開発が開始されたシステムである。準天頂軌道に複数の準天頂衛星 (QZS) を周回させ、日本上空に常時 1 機以上の衛星を配置し、高仰角の通信・放送及び測位のサービスを行う [26]。測位システムは GPS の補強・補完を目的としている。準天頂衛星の軌道は静止衛星の軌道を約 45° 傾けたものであり、離心率によってその軌道は異なる。

衛星に搭載する時計はルビウム原子時計が 2 機であり、実験機器として 100 秒で 10^{-14} の周波数安定度が目標とされる能動型水素メーザも搭載される計画がある。また QZSS の時刻系と GPS 時刻は衛星搭載時計－UTC 間双方向時刻比較及び UTC－米国 USNO 間静止衛星経由双方向時刻比較により、 $3\text{ns}(1\sigma)$ の精度で達成される [27]。

QZSS は GPS の補完・補強システムであることから、運用が開始されれば日本近辺においては常時衛星が 1 機以上増加することと同じ状態となる。そのため上述の 2 つの衛星測位システムと比較すると、QZSS に対応した GPS 受信機を利用すれば、通信システムがより容易に構築できると考えられる。

3.3 GPS 受信機の時刻同期精度の評価

3.3.1 評価概要

PPS 信号の同期精度の理論値は、3.1.2 にて GPS 時刻に対する測定精度が約 25ns、受信機の基準発振器に対する出力精密度が約 17.6ns と求めた。測定精度及び出力精密度の測定には、高精度な計測機器と時刻標準が必要であり、容易に行うことはできない。しかし本研究では PPS 信号が各受信機間で同期していれば支障はないため、相対同期精度を測定すればよい。PPS 信号の立ち上がりを同期パルスとして利用するため、送受信機間の相対同期時刻差及びその標準偏差の 2 倍で与えられる時間がチップ幅よりも小さくなければならない。クロックのデューティ比を 50 % とすると、もし送受信機の PPS 信号の時刻差がそれ以上であれば、PN 符号のスタートタイミングがずれてチップ同期を取ることができないからである。つまり、この相対同期精度によって実現可能なチップレートの上限が決まるといえる。図 3.2 に相対同期精度とチップレートの関係を示す。本研究では実際の GPS 受信機を使用して、PPS 信号の 1 秒に対する周波数誤差と、2 台の GPS 受信機間の相対同期精度を測定した。

図 3.3 に相対同期精度測定実験の構成を示す。GPS アンテナから 2 つの GPS 受信機に受信信号が分岐し、PPS 信号出力をユニバーサルカウンタ HP53131A (Aging Rate $< 3 \times 10^{-7}$) に入力する。このカウンタで両者のパルスタイミングの時刻差を求め、毎秒 PC にシリアル通信経由で送信して記録した。

この実験は、同じ形式の GPS 受信機での相対同期精度と、異なる受信機間での相対同期精度を比較し、得られた相対同期精度から、システムで使用可能なチップレートの上限を決定する。実験に用いた GPS 受信機は、日本無線株式会社製の NNN-202 と u-blox 社製の ANTARIS である。どちらの受信機も、PPS 信号の出力を取り出すことができる。

3.3.2 精度評価

相対同期誤差の測定の前に、単一の受信機で PPS 信号の周波数を計測し、PPS 信号の 1 秒に対する周波数誤差とその標準偏差を測定した。

図 3.4 に実験に使用した 2 台の NNN-202 と ANTARIS の周波数誤差特性を示す。時間は 12 時間で、8 秒ごとに計測し PC に出力させた。ただしこの図は受信機に電源を投入し、1 時間以上経過した後の結果であり、またカウンタの数の関係で 3 台同時には取得していない。次に表 3.1 に 2 台の NNN-202 と ANTARIS の周波数平均とその標準偏差を示す。この結果から、同型でも異なる型でも受信機の PPS 信号の精度にあまり違いがないことがわかる。

ただし PPS 信号の周波数測定結果は、1Hz を中心に分布すると予想されたが、全てのデータが 1Hz を下回った。この原因としては、測定に使用したユニバーサルカウンタの測定精度による問題が考えられる。ユニバーサルカウンタの測定誤

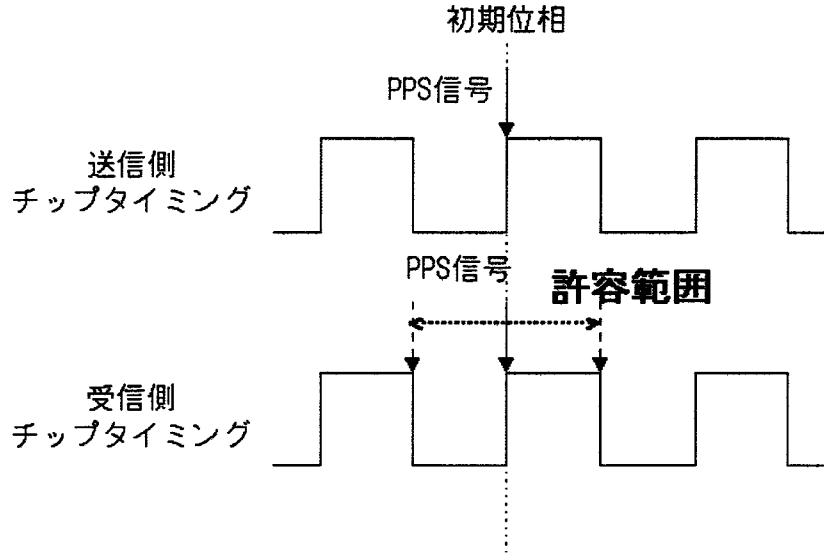


図 3.2: PPS 信号の相対同期精度とチップレートの関係

表 3.1: PPS 信号の周波数平均と標準偏差

	周波数平均 [Hz]	標準偏差 [Hz]
NNN-202A	0.99999860	$3.33 * 10^{-8}$
NNN-202B	0.99999858	$2.97 * 10^{-8}$
ANTARIS	0.99999849	$2.95 * 10^{-8}$

差としては、 ± 1 カウント・エラー、トリガ・エラー、タイムベース・エラーなどがある。このうちタイムベース・エラーはシステムティックなエラーで確度のみに影響し、測定値の真値からのずれ（バイアス成分）となって現れる。一方、トリガ・エラー、 ± 1 カウント・エラーは分解能を決定する要因であり、測定値のばらつき（変動成分）となって現れる。

そこで、測定で使用したカウンタの測定精度を求めた。HP53131A の周波数測定誤差 E_m は次のように表すことができる [28]。

$$E_m = \left\{ \left(\pm E_{TB} \pm \frac{t_{acc}}{T_{Gate}} \right) \pm 2 \times \left(\frac{4 \times \sqrt{t_{res}^2 + (2 * E_{Tr}^2)}}{T_{Gate} \times \sqrt{N}} + \frac{t_{jitter}}{T_{Gate}} \right) \right\} \times F \quad (3.3)$$

このうち F は測定周波数、 E_{TB} はタイムベース・エラー、 E_{Tr} はトリガ・エラー、 T_{Gate} はゲートタイム、 N はサンプル数（この場合はゲートタイムと同じ）、他の t の項は機械的な定数である。それぞれのパラメータは文献 [28] より以下のように

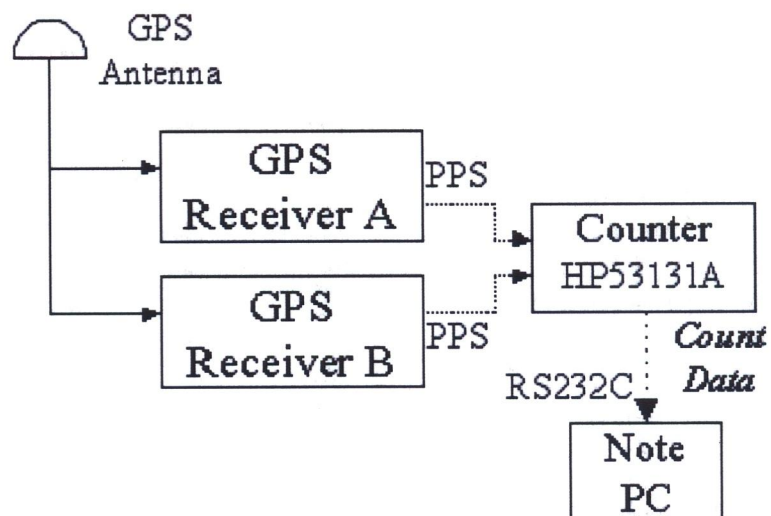


図 3.3: PPS 信号の相対同期精度の実験構成図

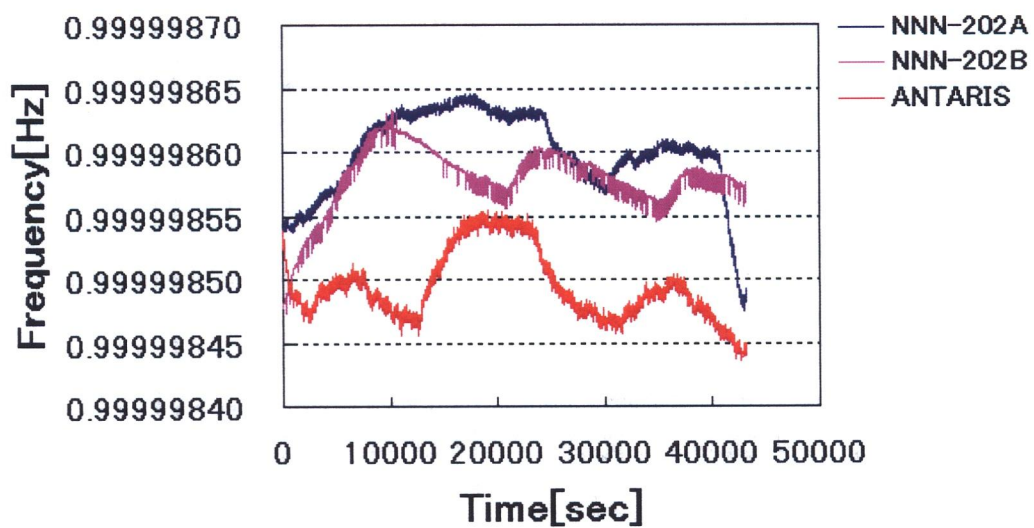


図 3.4: PPS 信号の周波数変動 (12 時間)

表 3.2: 2 台の GPS 受信機間の相対同期誤差と標準偏差

	同期時刻差平均 [μ s]	標準偏差 [μ s]
NNN-202A – NNN-202B	0.044	0.013
NNN-202A – ANTARIS	1.127	0.016

表される。

$$\begin{aligned}
 F &= 1 \\
 E_{TB} &= \pm 1.4 \times 10^{-5} \\
 E_{Tr} &= 0 \\
 T_{Gate} &= 8 \\
 t_{acc} &= 100 \times 10^{-12} \\
 t_{res} &= 500 \times 10^{-12} \\
 t_{jitter} &= 50 \times 10^{-12}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

ただし F 、 E_{TB} 、 E_{Tr} の単位は [Hz] でトリガ・エラーはほとんど無視できるものとし、 T_{Gate} 、 t_{acc} 、 t_{res} 、 t_{jitter} の単位は [sec] である。これらを (3.3) に代入して周波数測定誤差を求めると、

$$E_m = \pm 1.4 \times 10^{-5} \pm 1.9 \times 10^{-10} [\text{Hz}] \tag{3.5}$$

となる。このうち第 1 項がバイアス成分、第 2 項が変動成分であり、1Hz に対し $\pm 14 \mu$ Hz までは許容誤差であることがわかる。また変動成分は ± 0.19 nHz 以上を測定できる。この結果から、本測定の周波数誤差は測定の許容範囲であり、また標準偏差も正しく測定されていることが明らかになった。

次に、(1) NNN-202A – NNN-202B 間と、(2) NNN-202A – ANTARIS 間における PPS 信号出力の時刻差をそれぞれ計測し、相対同期精度を測定した。測定はそれぞれ 12 時間、毎秒取得した。(1) の測定結果を図 3.5、(2) の測定結果を図 3.6 に示し、それぞれの相対精度誤差とその標準偏差を表 3.2 に示す。

図 3.5 と図 3.6 の比較から、異なる受信機間の同期時刻差には変動が大きい。しかし表 3.2 のように、その標準偏差は同型の受信機を使用した場合比較してもほぼ同程度である。このことから、異なる受信機を使用する場合は予めオフセットを計測する必要がある。つまりオフセットを調整できれば相対同期精度は約 16 ns となる。

この結果から、オフセット調整ができない場合のチップレートの上限 $R_{c_{max}}$ は (1) の測定値を代入すると、

$$R_{c_{max}} = \frac{1}{2 * (0.044 + 0.013 * 2) * 10^{-6}} = 7.14 * 10^6 [\text{Hz}] \tag{3.6}$$

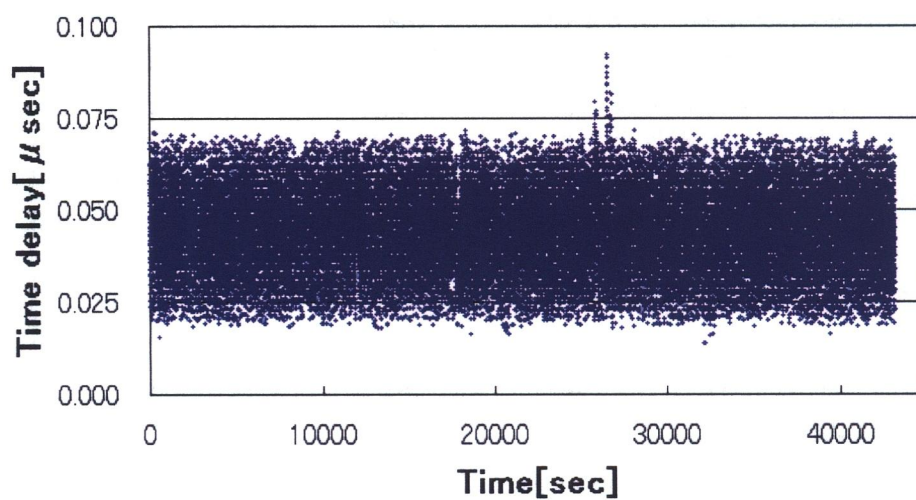


図 3.5: PPS 信号の相対同期精度 (NNN-202 – NNN-202)

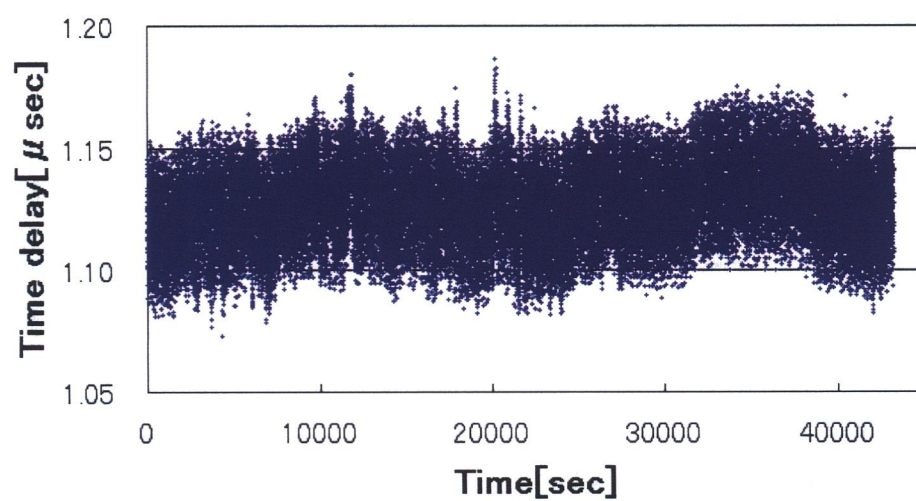


図 3.6: PPS 信号の相対同期精度 (NNN-202 – ANTARIS)

となり、約 7MHz と考えられる。同様にして (2) の場合では 431kHz 程度と考えられる。

今回の測定では最も良い場合を想定したため同一の GPS アンテナを使用した。本測定とほぼ同じ性能の GPS 受信機と 2 基のアンテナを用いた文献 [29] の測定結果では時刻差が約 $0.15 \mu s$ 、標準偏差が 50ns であった。このことから、(1) の場合の実用上の上限は、2.5MHz と考えられる。この値は、表 2.3 で想定したシステムの仕様を満足できる結果である。ただし実際には回路に用いる基準発振器の精度によってもチップレートの制限があると考えられるが、これについては今後の課題である。

3.4 まとめ

本章は時刻同期サブシステムで使用する GPS の概要及び PPS 信号の出力方法とその精度の理論値について述べた。また GPS 以外の衛星測位システムである GLONASS、GALILEO 及び準天頂衛星の時刻系の概要にも触れ、将来の利用可能性について述べた。

最後にチップ同期が可能なチップレートの上限を調査するために、実際に GPS 受信機を用いて PPS 信号の周波数平均と複数の受信機間における相対同期精度を測定し、受信機間の周波数オフセットを調整すればチップレートの高速化が可能であることがわかった。またオフセット調整を行わなくても、第 2 章で掲げたシステムの想定仕様を満足できる。ただし基準発振器によるチップレートの制限に関しては今後の課題である。このような検討結果を踏まえ、実験用システムの構築を行うこととした。

4 微弱電波通信システムの特性測定実験

4.1 実験システムの構成

本章では無線通信サブシステムと信号処理サブシステムを第2章で想定した仕様から、実験用の仕様に変更し、各部の詳細な説明を行う。次に実際にシステムを構成し、室内でBER特性測定を行った。最後にその結果についてスペクトラム拡散を行わなかった場合と比較して、提案システムが有効であることを示す。

4.1.1 微弱電波 RF モジュールの選択

本章では無線通信サブシステムと信号処理サブシステムの仕様を第2章で想定した仕様から、実験用に変更し、各部の詳細な説明を行う。次に実際にシステムを構築し、室内でBER特性測定を行った。最後にその結果についてスペクトラム拡散を行わなかった場合と比較して、提案システムの有効性を示す。

第2章で求めた理論値と比較する場合、表2.3で想定した仕様の微弱電波 RF モジュールが必要である。しかし実際には2.2で述べたように手に入れることが難しいため、まず入手が容易な微弱電波 RF モジュールを使用して実験を行い、提案するシステムが実現可能であることを実証する。想定仕様の実現は今後の課題とする。

表4.1に想定した仕様と今回使用する微弱電波 RF モジュールとの比較を示す。実験に使用した微弱電波 RF モジュールは、サーキットデザイン社製の TR3001 である。選択した理由は、最大伝送速度が 115.2kbps と市販されている微弱電波 RF モジュールの中では高速であること、また図4.1に示すように小型で信号処理部との接続も容易であることなどである。ただし、変調方式は非同期の ASK であり、理論的には PSK や FSK と比較して通信特性が劣化する方式である。また 60kHz の LPF(7次チェビシェフ)を使用していたため、チップレートは最大伝送速度よりも低下させた。

拡散による処理利得 G_p は、式(2.10)の右辺第二項のようにチップレートとデー

表 4.1: 想定仕様と実験仕様の比較

	想定仕様	実験仕様
Carrier Frequency	315.08MHz	303.78MHz
Chipping Rate	1.023MHz	20.46kHz
Data Rate	50bps	20bps
Modulation	BPSK	ASK
Band Width	2.046MHz	60kHz

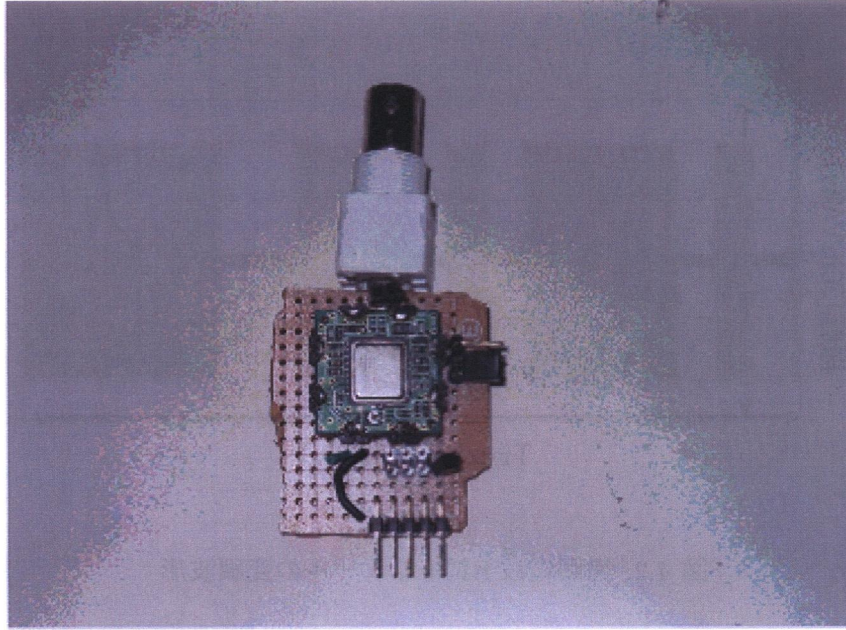


図 4.1: 微弱電波 RF モジュールの概観

タレートの比を用いて、

$$G_p = 10 \log \left(\frac{R_c}{R_d} \right) \quad (4.1)$$

と表すことができる。想定仕様の処理利得 G_{p1} と実験仕様の処理利得 G_{p2} はそれぞれ、

$$\begin{aligned} G_{p1} &= 10 \log \left(\frac{1.023 \cdot 10^6}{50} \right) \approx 43.1[dB] \\ G_{p2} &= 10 \log \left(\frac{20.46 \cdot 10^3}{20} \right) \approx 30.1[dB] \end{aligned} \quad (4.2)$$

である。図 4.2 に変調出力を直接デジタルオシロスコープで観察した波形を示す。この図から H レベルと L レベルの振幅比がおおよそ 40 : 1 であることがわかった。

4.1.2 信号処理回路

本研究では信号処理サブシステムの大部分を FPGA(Field Programmable Gate Array) を用いて製作した。FPGA とはチップ内部の論理を自由に設計・変更することのできる LSI のことである。この FPGA を用いて相関器や PN 符号生成器を製作した。図 4.3 に FPGA ボードを利用した送受信機の概観を示す。

図 4.4 に FPGA 内部の送信回路の構成を示す。送信回路には、毎秒 GPS 受信機から PPS 信号が入力され、PPS 信号をトリガとしてクロックの出力を開始す

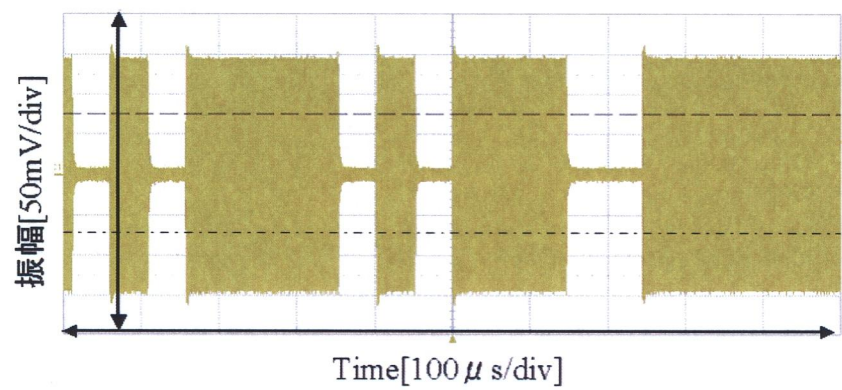


図 4.2: 微弱電波 RF モジュールの変調波形

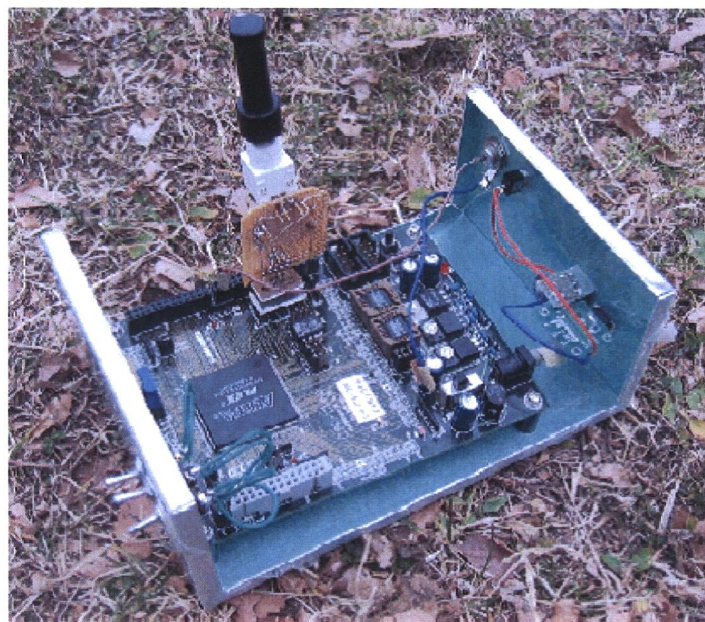


図 4.3: 送受信機の概観

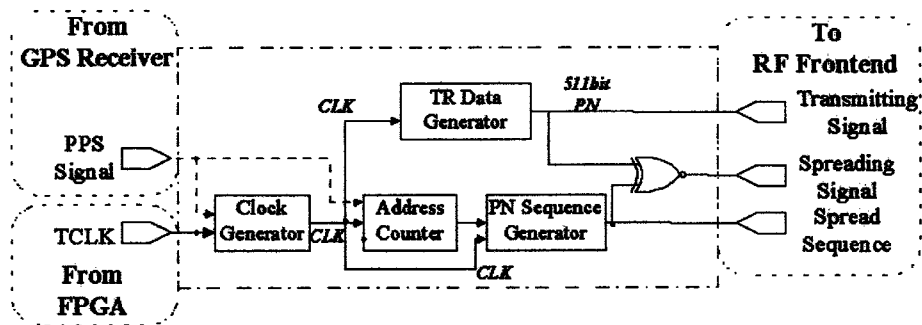


図 4.4: 送信回路の構成

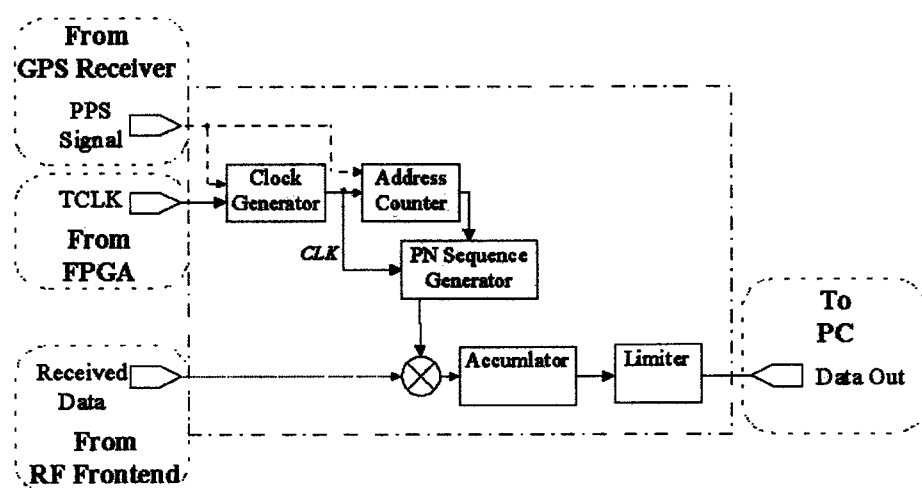


図 4.5: 受信回路の構成

る。このクロックはFPGAのマスタークロックであるTCLKを分周して生成する。PN符号は予めROMに格納されており、クロックごとに1ずつ増加するAddress Counterの値に従って出力される(Spread Sequence)。PN符号は想定仕様と同じ10段(1023chip)のM系列符号を使用した。TCLKよりも高精度なPPS信号により非同期クリアを行っているので、TCLKの周波数偏差により1秒後におけるカウント値が異なっている、次のカウントに影響を及ぼさない。TR Data Generatorでは、GPS受信機からの位置情報など外部からの情報を載せる場合にはエンコードやデータ整形を行う。ただし、今回の研究ではBER特性測定のため、511bitのPN符号生成器を設置し、これを送信データとした(Transmitting Signal)。送信データ1bitに対してM系列1周期で拡散するため、処理利得は30.1dBとなる。PN符号と送信データのEXNORをとりRFモジュールに出力する(Spread Signal)。

図4.5に受信回路の構成を示す。送信機と同様、GPS受信機からPPS信号が入力される。またRFモジュールでRF復調(今回はASK復調)されたベースバンド信号が入力される。PPS信号をトリガとして使用するため、受信機内では送信機と同じタイミングでPN符号を生成することができる。ここで生成されたPN符号と受信した信号とで相関処理を行い、その相関値をリミッタに入力する。閾値判定の結果、送信された情報を得ることができる。今回の実験では、この閾値を80%に設定した。なお、これら送信回路及び受信回路の詳細な回路構成については付録Aを参照されたい。

このように提案する微弱電波DS-SS方式は、通常必要とされる同期追跡のための回路を使用せずにDS-SS通信が可能である。

4.1.3 測定装置

ここでは本研究の実験で使用する測定装置について述べる。まず図 4.6 のユニバーサルカウンタ (HP 製 53131A) は、BER 特性測定に使用する他、PPS 信号の相対同期精度測定などにも使用した。

受信電力や帯域雑音を測定するために使用するスペクトラムアナライザは図 4.7 に示すように ADVANTEST 製 R3131A(帯域 9kHz-3GHz) を使用した。

また、4.2 節で述べる BER 測定の際に、一致パルスを確認するために、図 4.8 に示すように HP 製のデジタルオシロスコープ 54510A(帯域 250MHz、1GSa/s) を使用した。

表 4.2: 測定機器一覧

機器名称	型番	メーカー	性能
ユニバーサルカウンタ	HP53131A	HP (現アジレント)	帯域 DC - 225MHz, 分解能 0.5ns
スペクトラムアナライザ	R3131A	ADVANTEST	帯域 9kHz - 3GHz
デジタルオシロスコープ	HP54510A	HP (現アジレント)	帯域 250MHz, 1GS/s



図 4.6: ユニバーサルカウンタ HP53131A



図 4.7: スペクトラムアナライザ R3131A



図 4.8: デジタルオシロスコープ HP54510A

4.2 BER 特性の評価

4.2.1 実験概要

本研究で提案する微弱電波 DS-SS 通信方式を実証するための通信実験を行った。この実験では BER と受信電力を測定し、受信電力に対する BER 特性を評価する。BER を測定することによって E_b/N_0 を計算し、通信システム全体の SN 比を検証することができる。また受信電力を測定することにより伝搬特性を検証できる。

まず送信機と受信機の微弱無線モジュールを取り外してケーブルで接続し、1 台の GPS 受信機から送受信機に PPS 信号を供給させて測定を行った（有線実験）。実験構成を図 4.9 に示す。この実験では PPS 信号の誤差がなく、送受信機間に接続した短いリード線が伝搬路となるため、通信距離も短く伝搬損失は僅かである。さらに送受信機間はベースバンド信号で伝送されるため、RF モジュールによる損失もない。このようにほぼ理想的な通信環境における BER 特性を確認することがこの実験の目的である。

次に室内での無線実験にて微弱無線モジュールを使用して有線実験と同様 BER を測定した（室内実験）。この実験の目的は、本システムが無線によって通信できることを実証することにある。実験構成を図 4.10 に示す。送受信機のアンテナ高さ及び、送受信機間の距離を固定し、受信側微弱無線モジュールのアンテナ出力端に 10dB 及び 20dB の減衰器を挿入して受信電力を低下させ、受信機入力時点での SN 比である CNR（Carrier to Noise Ratio）が劣化した場合の BER 特性について調査した。図 4.10 に実験構成を示す。ただし送信アンテナの高さは 1.0m、受信アンテナの高さも 1.0m、送受信機間の距離は 4.0m である。

この実験では、チップレート R_c とデータレート R_d をパラメータとして、次の 3 つの組み合わせを比較した。表 4.3 に比較条件の一覧を示す。ただし、微弱無線モジュールへ入力する信号の送出速度は全て 20.46kbps である。N1023 は 1023 チップ、N31 は 31 チップの M 系列符号でスペクトラム拡散を行う。データレートはそれぞれ 20bps、660bps である。一方、N-SP はスペクトラム拡散を行わずに 20.46kbps でデータを送信するものとする。

BER の測定方法は図 4.9 及び図 4.10 のように、受信機側の FPGA に送信データと受信データの比較回路を置き、PPS 信号のタイミング毎にデータを比較し、一致した場合パルスを出力させてユニバーサルカウンタで計測する。毎秒のカウン

表 4.3: 比較条件

	N1023	N31	N-SP
Code Length[chip]	1023	31	-
Data Rate[bps]	20	660	20460

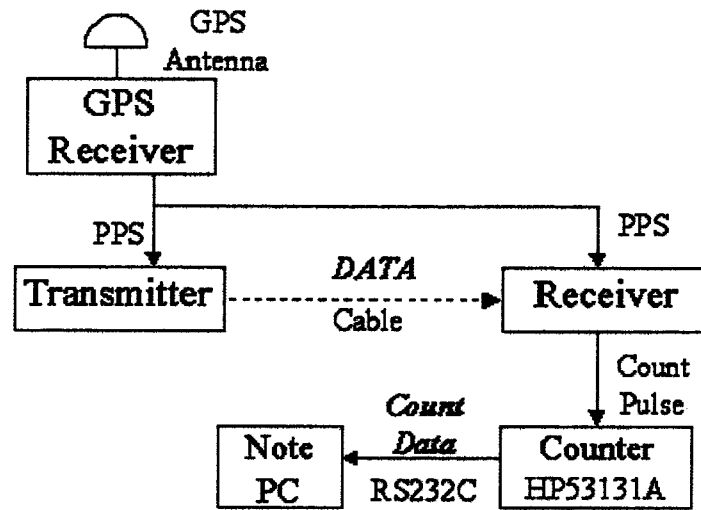


図 4.9: 有線実験の構成図

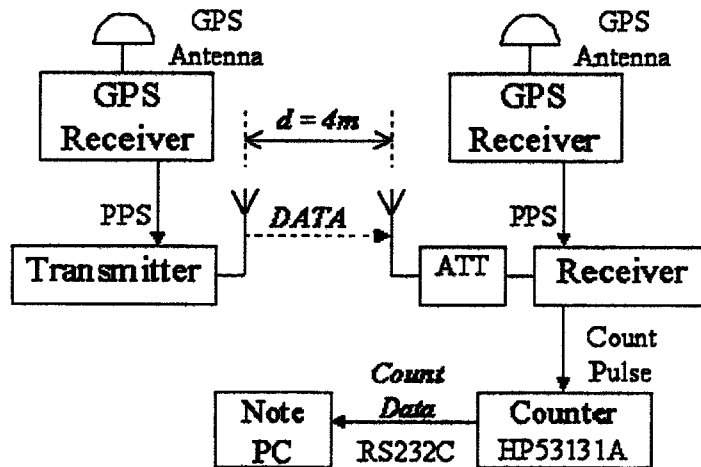


図 4.10: 室内実験の構成図

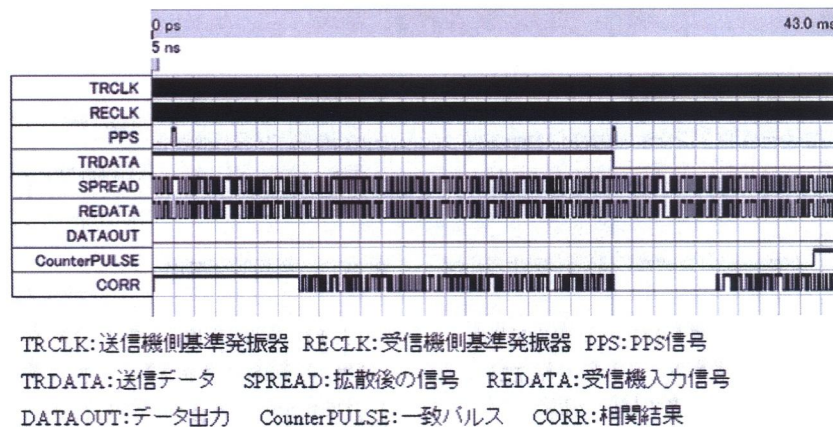


図 4.11: 基準発振器の誤差によるエラーの様子

表 4.4: 有線による測定結果

Case	データ数	誤り数	BER
N1023	195800	5	2.55×10^{-5}
N31	396000	14	3.54×10^{-5}
N-SP	2659540	73	2.74×10^{-5}

ト数を PC へ RS232C 経由で送信し、PC で結果を記録した。

4.2.2 実験結果

表 4.4 に有線実験の BER 測定結果を示す。N-SP のデータ数が高いためである。この測定で発生したビット誤りの原因は、送受信機の基準発振器の周波数差によって生じたものと考えられる。例として送信機と受信機の基準発振器に $3.27 \mu s$ の時刻誤差がある場合の信号処理シミュレーション結果を図 4.11 に示す。この図のうち CORR が相関結果のタイミングチャートを表している。PPS 信号入力後 10ms 以内に相関が取れなくなっており、再び PPS 信号を入力しても同様の結果となっている。図 4.11 は定常的な偏差が連続的に与えられた場合であり、実際の回路ではあまり起こらない条件である。しかし長時間測定した場合に一時的に図 4.11 のような状態となる可能性が考えられる。

以上の結果から、理想環境下においてはどの場合も BER 特性に差がなく、スペクトラム拡散を利用する優位性はみられなかった。次に、室内における挿入減衰量に対する BER 特性を図 4.12 に示す。減衰器により受信電力が 20dB 低下しても N1023 は N-SP より良い BER 特性であった。この結果から、RF 部と信号処理部

の間を同じ速度で信号伝送した場合、DS-SS 方式による BER 特性改善の効果が確認できる。また、N1023 と N31 の間でも BER が 10^{-3} オーダから 10^{-4} オーダになるなど改善効果が見られた。20dB の減衰器を挿入した場合の BER 特性は、N-SP は 10^{-1} 程度と急激に劣化した。

一方 E_b/N_o 特性は、測定で得られた BER を利用して理論値が求められる。想定仕様では同期検波 BPSK であったため、式 (2.11) を適用した。ただし実験に使用した無線モジュールは図 4.2 のように H レベル (データが 1) と L レベル (データが 0) の振幅比が約 40 倍の包絡線検波 ASK である。そこで非同期検波における E_b/N_o と BER の関係式は式 (4.1) のように表すことができる [30]。

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \quad (4.3)$$

γ は文献 [17] 中の 2 値ディジタル変調における復調出力 E_d を求める式、

$$E_d = \int_{-\infty}^{+\infty} [p_1(t) - p_2(t)]^2 dt \quad (4.4)$$

を計算した結果より求めることができる。ただし、 $p_1(t)$ 及び $p_2(t)$ は、H レベル時の信号の振幅を A_c 、搬送波周波数を ω とすると振幅比から近似的に、

$$p_1(t) = A_c \cos \omega t \quad (4.5)$$

$$p_2(t) = \frac{1}{40} A_c \cos \omega t \quad (4.6)$$

とおくことができる。式 (4.3)、(4.4) を式 (4.2) に代入し γ を求めると、

$$\gamma = \frac{0.96 E_b}{2 N_o} \quad (4.7)$$

これを式 (4.1) に代入すれば、

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{0.96 * E_b}{4 N_o}\right) \quad (4.8)$$

となる。図 4.13 に挿入減衰量に対する BER から求めた E_b/N_o 特性を示す。N1023 と N-SP では挿入減衰量が 0dB (つまり挿入しなかった) 場合において約 3~4dB の差が生じた。この図のように、DS-SS 方式は通信容量が低下するが、受信電力が低下しても高い通信品質が確保できる。例えば 3dB の差があれば、同じ BER の場合に通信距離が自由空間伝搬モデルで約 1.41 倍、2 波モデルでは約 1.12 倍増加することを示している。同様に挿入減衰量が 20dB の場合は約 6.4dB の差が生じ、通信距離が自由空間伝搬モデルで約 2.10 倍、2 波モデルでは約 1.45 倍増加する。このように同じ所要 BER の場合において、さらに遠距離の通信が可能になることを示した。

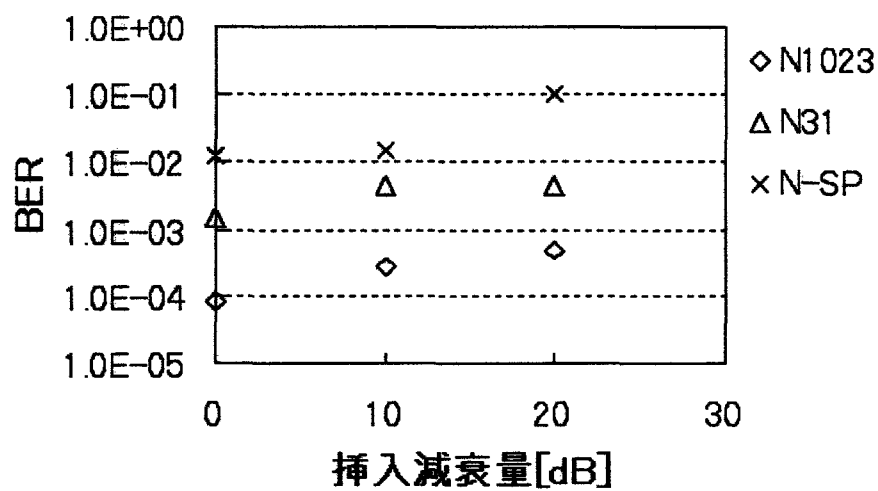


図 4.12: 挿入減衰量に対する BER 特性

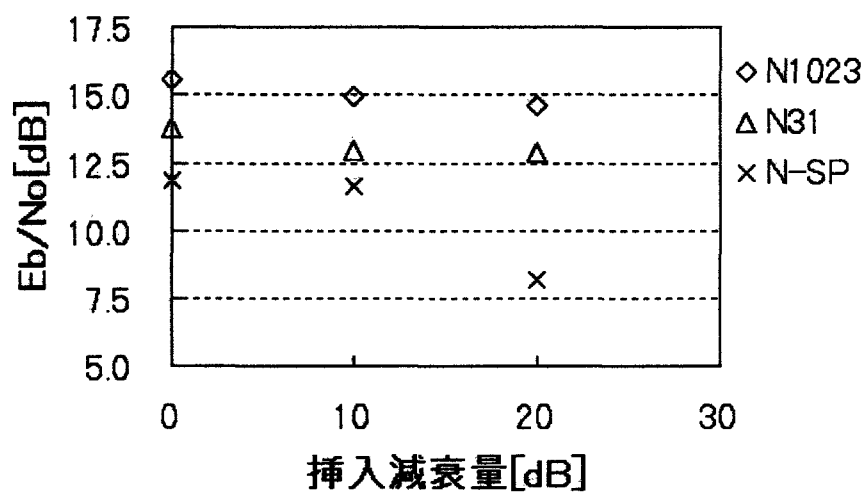


図 4.13: 挿入減衰量に対する Eb/No 特性

4.3 まとめ

本章では、本論文で提案する微弱電波 DS-SS 通信システムを実際に構築した。そこでまず 1023chip 及び 31chip の PN 符号でそれぞれ拡散した場合と、拡散しない場合に分けて有線実験にて BER 特性を測定した。

その結果、どの場合も 10^{-5} オーダでほぼ同様の BER が得られ、本方式の優位性が見られなかった。この実験で生じたビット誤りは、使用した発振器の周波数差によるものと考えられる。

次に、室内で無線通信実験を行なった。この実験では減衰器を受信機に挿入して受信電力の低下に対する BER 特性の変化を調べた。その結果、本方式は微弱電波 RF モジュールへの伝送速度が共通とする場合において BER 特性の改善が確認できた。しかし PN 符号が短いとその効果は少なくなった。また E_b/N_0 特性の比較でみると、スペクトラム拡散により自由空間伝搬モデルで換算して約 1.41 倍の通信距離の延長が可能であることを示した。

以上のことから、提案する微弱電波 DS-SS 通信システムは通信容量が低下するものの、受信電力が低下しても高い通信品質が確保でき、さらに遠距離の通信が可能になる有効性を明らかにした。

5 M系列の位相検出による同期方式の提案

5.1 PPS 信号による同期の問題点

本章ではまず、PPS 信号によるチップ同期方式の問題点について述べる。次に、この問題を解決するため、情報の拡散とは別に M 系列を挿入する同期方式を提案し、その最適化について解析した。

本論文で提案する DS-SS 通信方式は、送受信機双方の PN 符号が PPS 信号入力と同時に動作を開始する。このとき受信した信号と受信機で生成した PN 符号との間に時間差が生じる。この送受信機間距離 d と伝送遅延 T_d との関係は、光の速度 c を用いて以下の式で表される。

$$T_d = \frac{d}{c} \quad (5.1)$$

この遅延時間 T_d の内訳としては、送信側 RF 部での遅延及び伝搬遅延、受信側 RF 部での遅延が含まれる。ただし各 RF 部での遅延は無視できるほど短いため、実際には伝搬遅延がほとんどを占めると考えられる。式 (5.1) では $d=300$ m の場合、およそ $1 \mu s$ の遅延時間が生じる。一方 PN 符号のチップ幅は仕様より 977.5 ns であり、送受信機間の距離が 300 m 離れれば遅延時間は約 1 チップ分に相当する。つまり、サンプリング周期よりも遅延時間が増加する場合、相関値が低下して無相関となる。

この問題の解決法には大きく 2 つあり、1 つはチップレート R_c そのものを低下させ、チップ幅を長くすることにより対応する方法、もう 1 つは受信側の PN 符号の位相を変更させて対応する方法である。前者は最も簡単に対応可能であるが、 R_c を低下させると処理利得が低下し E_b/N_0 も低下するため、システムの通信品質を劣化させる必要がある。また処理利得を維持するためには R_d も低下させる必要があり、結果的に通信能力が低下することになる。

一方、後者は PN 符号の位相を制御する回路が増加するが、実際の回路で PN 符号の位相を単純に遅らせた場合の通信実験を行った。前章の有線実験と同じ構成で、送受信機間に遅延時間発生用の遅延器を挿入した。遅延時間は回路の基準発振器が 16.368 MHz であるため、約 61 ns ずつ増加させた。このときの符号相関の一致数と不一致数の出力から相関値を測定した (1)。また、受信側の PN 符号を 1 チップ遅らせて (1) と同様に相関値を測定した (2)。どちらの場合も PPS 信号入力後 5 ms までの相関結果を平均した相関値を算出した。

図 5.1 に距離に対する相関値の変化を示す。(1) の場合は $T_d=763.5$ ns ($r=238$ m) まで高い相関を示し、 $T_d=854.5$ ns ($r=256$ m) 以降は無相関となった。この場合の遅延時間はチップ幅 977.5 ns に対して 81% と短くなる。この 122 ns の差はサンプリング周期 (244 ns) の半分に相当し、クロックの立ち上がりでサンプリングするため、これ以上の遅延時間に対応できなかったと考えられる。また (2) の場合では、(1) とほぼ逆の相関結果となり、 $T_d=854.5$ ns ($r=256$ m) 以降に高い相関値を示

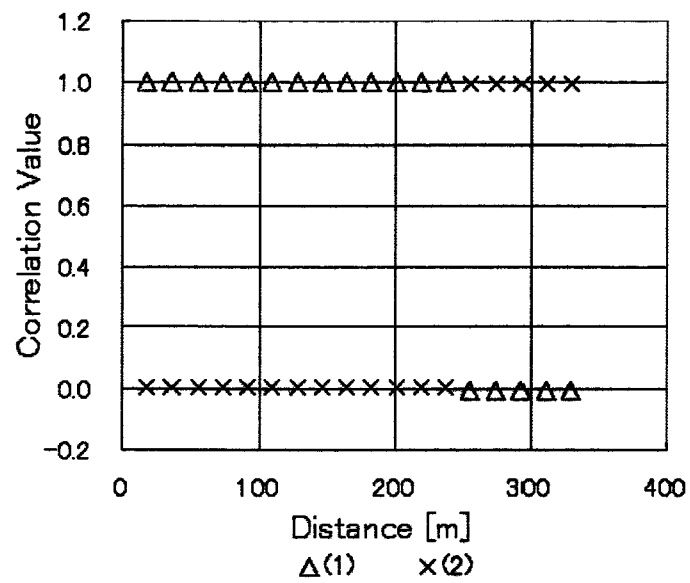


図 5.1: 距離に対する相関値の変化

した。この結果から、遅延時間の増加に対しては、受信側の PN 符号の位相を遅らせる方法により、BER や処理利得などを低下させずに対応できることがわかる。

5.2 M 系列の位相検出による同期方式

前述のように、伝搬時間が拡散符号の 1 チップ分の周期よりも長くなると、チップ同期がとれない。そのため通信可能な距離と情報伝送速度は PPS 信号の相対同期精度だけでなく、拡散符号のチップレートによって制限されていた。これに加えて情報伝送速度が低い場合、受信機側は位置情報を得るまでに多くの時間を要し、送信フレームのプリアンプルや誤り訂正符号を付加すれば情報量がさらに減少するなど問題があった。

伝搬遅延に応じて受信側の PN 符号の符号位相を制御できれば問題ないが、そのためには通常は DLL など同期を維持する必要がある。しかし本方式ではできるだけ簡易な構成を目指しており、制御回路もできるだけ簡単なものが望ましい。

そこで伝搬遅延時間を受信側で生成される拡散符号の符号位相として検出すれば、その初期位相を修正して同期を確立させることが可能となる。また伝搬遅延時間が増加しても同期捕捉、同期保持を行えるため、通信距離や伝送速度がチップレートによって制限されることはない。

以下、本節ではその同期方式の送信フレームの構成と位相検出方法について述べる。

送信機の信号処理部には、毎秒 GPS 受信機から得られた位置情報と PPS 信号が入力され、PPS 信号をトリガとして位相検出系列と情報拡散系列を生成する。入力された位置情報は送信用にエンコードされる（以下、情報系列）。1 秒毎の送信フレームは位相検出系列と、情報拡散系列で拡散された情報系列で構成されている。位相検出系列と情報拡散系列は M 系列で構成するものとする。両者は同じチップ幅であり、任意のコード長を持つものとする。ここで位相検出系列 A、情報拡散系列 B、情報系列 D をそれぞれ以下のように定義する。

$$A = \{a_0, a_1, \dots, a_{m-1}\} \quad (5.2)$$

$$B = \{b_0, b_1, \dots, b_{n-1}\} \quad (5.3)$$

$$D = \{d_0, d_1, \dots, d_{k-1}\} \quad (5.4)$$

A、B の系列の要素は 1 または 0 で構成されており、A と B は 1 が 0 より 1 個だけ多い。チップ幅を T_c とすると、シンボル周期 $T = nT_c$ 、位相検出系列の長さ $T_a = mT_c$ である。ここで、PPS 信号と次の PPS 信号の間が k 個のスロットに分割された信号 S は、次のように表される。

$$S = \{S_0, S_1, \dots, S_{k-1}\} \quad (5.5)$$

各スロット S_k は系列 B のチップ数と同じ n 個の要素で表現できる。系列 A を含むスロット P 、系列 B を含むスロット Q は以下のようになる。

$$P = \{p_0, p_1, \dots, p_{n-1}\} \quad (5.6)$$

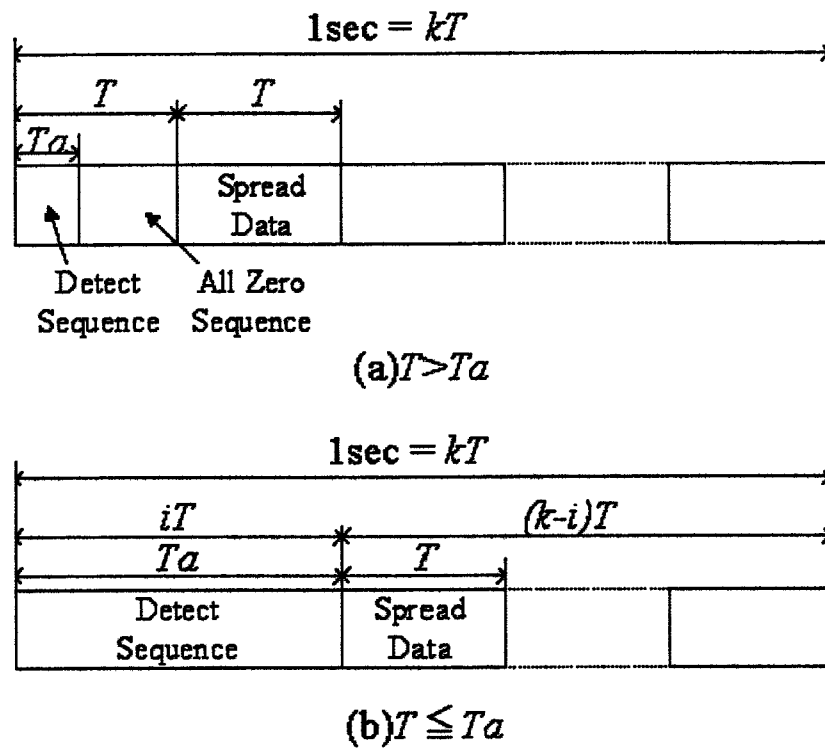


図 5.2: 送信フレームの構成

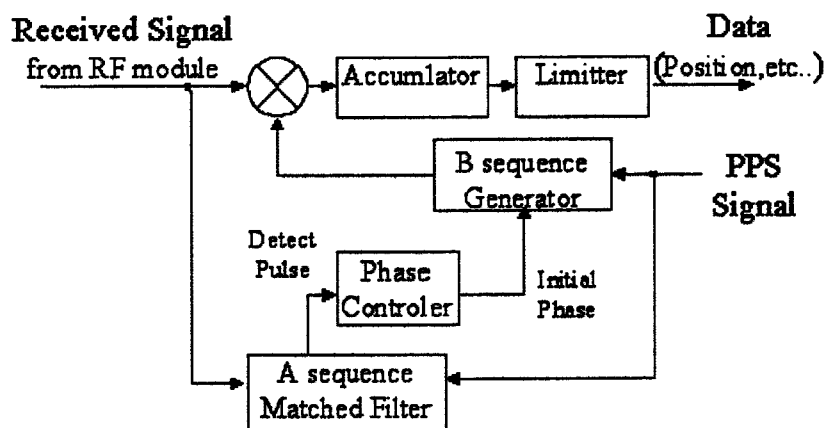


図 5.3: 受信機信号処理部の構成図

$$Q = \{q_0, q_1, \dots, q_{n-1}\} \quad (5.7)$$

ただし Q は、 d を B で拡散した系列である。また P は T の i 倍の長さに設定しているため、図 5.2(a) のように $T > Ta$ であればその差分の要素 $\{p_m, \dots, p_{n-1}\}$ を全て 0 とする。また (b) のように $T < Ta$ であれば、

$$P_i = \{p_{in}, p_{in+1}, \dots, p_{2in-1}\} \quad (5.8)$$

とスロット P が i 個増加する。これら式 (5)(6)(7) を式 (4) に代入し、ある時間 t に入力された PPS 信号から 1 秒間分の送信信号 $S(t)$ は、

$$S(t) = \{P_0, \dots, P_i, Q_0, \dots, Q_{k-i}\} \quad (5.9)$$

となり、この $S(t)$ で送信フレームを表すことができる。この i 倍の長さの系列 A が挿入されると、1 秒間に伝送する情報量は $(k-i)[\text{bit}]$ となる。これは $i=0$ であれば位相検出系列を使用しない状態、 $i=1$ が $T = Ta$ の状態である。そして i が増加するほど伝送可能な情報量が低下する。このようにフレーム化された送信信号で搬送波を変調し、アンテナから送出する。

なお、誤り訂正などは本論文では触れず、また後述の実験においても誤り訂正符号化は行っていない。

図 5.3 に受信機の信号処理部の構成を示す。送信機と同様 GPS 受信機から PPS 信号をトリガとして情報拡散系列が生成される。これに対し位相検出部はマッチドフィルタと閾値判定部で構成されている。相関値が閾値を超えた場合に、パルスを出力する。図 5.4 に $T > Ta$ の場合における送受信機間での情報信号の送受信と PPS 信号との関係と、初期位相の更新について時系列で示している。位相検出時の拡散符号の符号位相を τ_n とすれば、PPS 信号から受信信号到達までの遅延量 T_d は 1 チップ毎に計測されるためチップ周期で正規化され、 $T_d = \tau_n T_c - T_a$ で表される。パルスが検出されると、位相制御部で初期位相を遅延量分だけ修正して情報拡散系列を送出する。同期後もその検出は毎秒行われるため、符号位相を制御するだけで信号を追尾できる。フェージングや雑音の影響で誤検出が発生する場合が考えられるが、受信側にはこれを検出する機能があり、誤検出を回避できる。また次の PPS 信号のタイミングで回復できる。またチップ長の長いコードを用いれば、誤検出率を低くさせることができる。

またチップレートが高速化できれば、送受信機間の符号位相を検出することにより測距も可能である。送信された位相検出系列を検出できれば、遅延量を計測して測距を行うことができる。その精度はチップ幅に反比例しており、例えばチップレートが 3MHz であれば、100m オーダでの測距が可能である。例えば BER 低下により位置情報が判別できない場合でも、送受信機間の距離が推定できると考えられる。ただしこの測距方法は、受信側の位相検出系列の検出性能に大きく依存する。

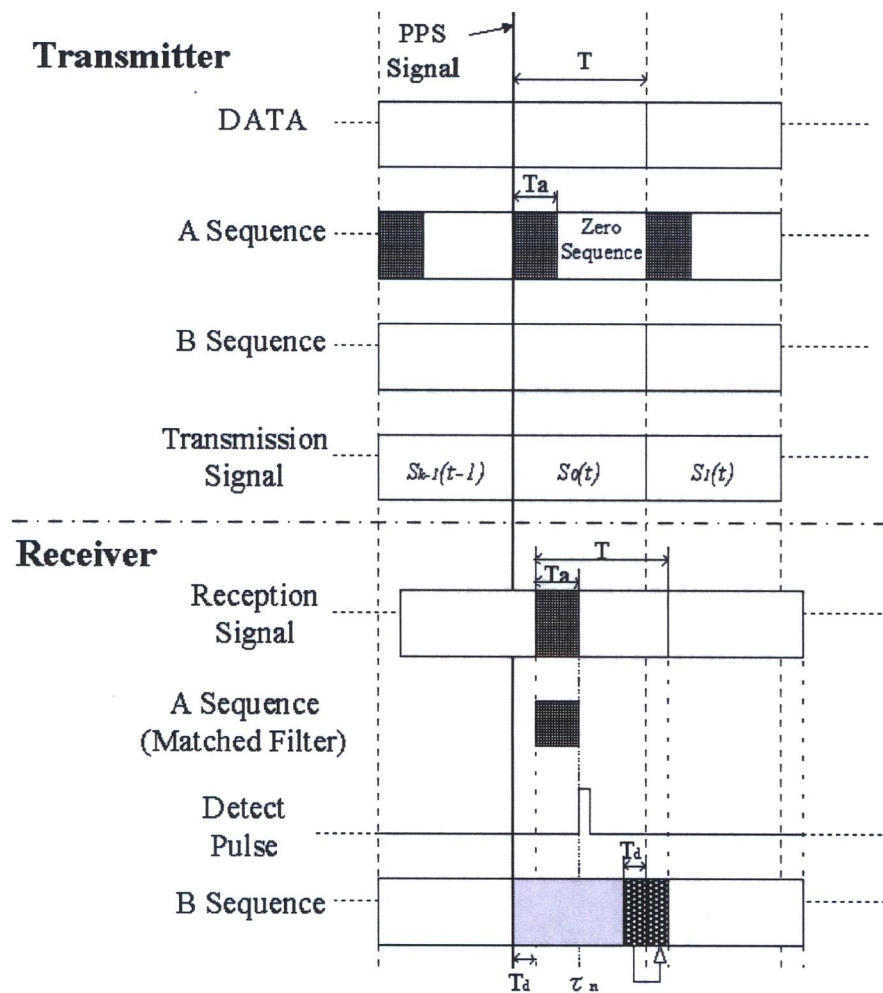


図 5.4: $T > T_a$ の場合における符号位相の検出

5.3 系列の選択方法

5.3.1 系列間の相互相関

本方式では2つの異なるM系列が隣接して送信されており、その系列の相互相関は検出や情報を出力するための閾値決定に影響を及ぼすと考えられる。そこで、あるM系列とその隣接部分を含めた系列との相互相関を求め、相関が最も低くなる組合せの系列を選択する必要がある。文献[31]のように、隣接した系列が全て0であれば、相互相関の平均値は周期的なM系列と同じになる。しかし異なるM系列が隣接する場合、系列に含まれる一方のM系列との相互相関の平均値は定数にならず、各々の場合によって異なる値をもつ。そのため、使用に適した系列の組合せを見つけるためには、あるコード長のM系列全てにおける原始多項式の組合せについて相関を求める必要がある。

本論文では情報1bitにつき1023chipで拡散しているので、系列Bは1023bit(B_{1023})である。そこで系列Aのコード長が系列Bに対し(1)短い場合=127bit(A_{127})、(2)同じ場合=1023bit(A_{1023})、(3)長い場合=2046bit(A_{2046})とした。また D を全て1と仮定し、各要素 q と b は等しいものとする。相互相関を求める系列は図5.4中におけるTransmission Signalのように、時刻 $t-1$ 秒と t 秒における送信信号 $S_{k-i}(t-1)$ 、 $S_0(t)$ 、 $S_1(t)$ を用いて表される。まず系列A及び系列Bと相互相関を求めるための系列Ca、Cbを次式で与え、その要素を表5.1に示す。

$$Ca = \{c_{a0}, c_{a1} \cdots, c_{a_{3Ta-1}}\} \quad (5.10)$$

$$Cb = \{c_{b0}, c_{b1} \cdots, c_{b_{3T-1}}\} \quad (5.11)$$

式(5.10)と式(5.11)を用いれば、系列Aと系列Caの相互相関関数 $\tau_a(m)$ ($0 \leq m \leq 2Ta-1$)と系列Bと系列Cbの相互相関関数 $\tau_b(n)$ ($0 \leq n \leq 2T-1$)はそれぞれ、

$$\tau_a(m) = \frac{1}{Ta} \sum_{j=0}^{Ta-1} a_j * c_{a_{j+m}} \quad (5.12)$$

$$\tau_b(n) = \frac{1}{T} \sum_{l=0}^{T-1} b_l * c_{b_{l+n}} \quad (5.13)$$

となる。上式で求まる相互相関値は初期値の違いにより相関値も変化するが、本方式の場合初期値も変化する。そこで各配置毎の相互相関を求め、得られた2つの相互相関の最大値 τ_{amax} と τ_{bmax} が最も低くなる組合せを最適な組合せと定義する。ただし相対する帰還タップ位置も同じ相関値となるため、これは計算から除いた。

表 5.1: 相互相関を求める系列 C

	Case1	Case2
Ca	$b_{895}, \dots, b_{1022}, p_0, \dots, p_{252}$	$q_0, \dots, q_{1022}, p_0, \dots, p_{1022}, q_0, \dots, q_{1022}$
Cb	$q_0, \dots, q_{1022}, p_0, \dots, p_{1022}, q_0, \dots, q_{1022}$	$q_0, \dots, q_{1022}, p_0, \dots, p_{1022}, q_0, \dots, q_{1022}$

表 5.2: τ_{max} の計算結果

	(1)		(2)		(3)	
	τ_{amax}	τ_{bmax}	τ_{amax}	τ_{bmax}	τ_{amax}	τ_{bmax}
Good Combination	0.622	0.527	0.547	0.550	0.539	0.559
Bad Combination	0.693	0.546	0.687	0.692	0.597	0.569

5.3.2 相互相関値の算出と系列の選択

前述した (1)～(3) の各場合における LFSR(Linear Feedback Shift Register) の帰還タップ配置の全ての組合せ（配置が対称となる場合を除く）は、(1) が 270 通り、(2) が 900 通り、(3) が 2640 通り存在する。これらの組合せについてそれぞれ $\tau_a(m)$ 、 $\tau_b(n)$ の最大値である τ_{amax} と τ_{bmax} を求めた。図 5.5～5.7 に $\tau_{amax}(1)(2)(3)$ と図 5.8～5.10 に $\tau_{bmax}(1)(2)(3)$ の分布をそれぞれ示す。図 5.11 に τ_{amax} と τ_{bmax} の度数分布を示す。上が τ_{amax} 、下が τ_{bmax} である。ただしそれぞれ組合せ数が異なるため、全体の度数に対する割合で示している。(2) で生じる自己相関は除いてある。コード長が短い (1) では τ_{amax} が大きく、その分布もばらついている。(2) では τ_{amax} と τ_{bmax} が 0.7 近くになる組合せが存在した。(3) のようにコード長が長くなると τ_{amax} もばらつきも小さくなる。

これらの計算から得られた、(1)～(3) の各場合における系列 A と B の最も良い組合せ (Good Condition:GC) と悪い組み合わせ (Bad Condition:BC) を表 5.2 に示す。またそのときの GC における帰還タップ位置を表 5.3 に示す。なお最適な帰還タップ位置は実際は対称な配置にそれぞれもう一組存在する。相関結果から復号する際の閾値は、1 と τ_{max} との中間値を使用する。この表 5.2 からは、系列 A の長さは (3) の場合のように長い方が良いと考えられる。しかし FPGA に実装する場合、(1) は (3) よりも回路規模が小さくなり、全体として回路の動作周波数が速くできるなど、コード長が短い方が実装しやすい利点がある。

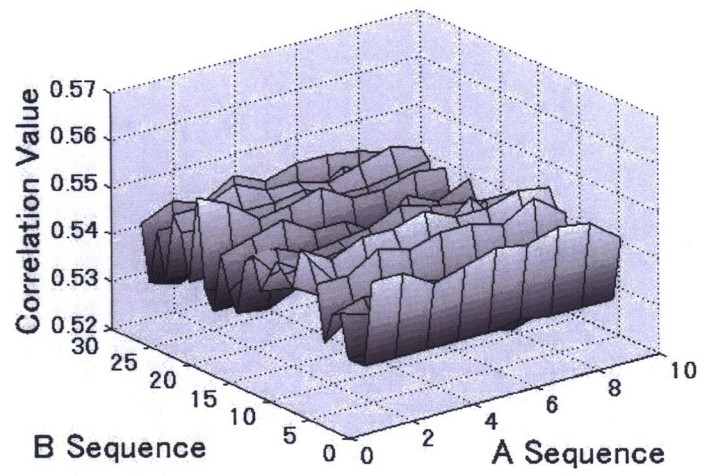


図 5.5: 相互相関値 τ_{amax} の分布 (1)

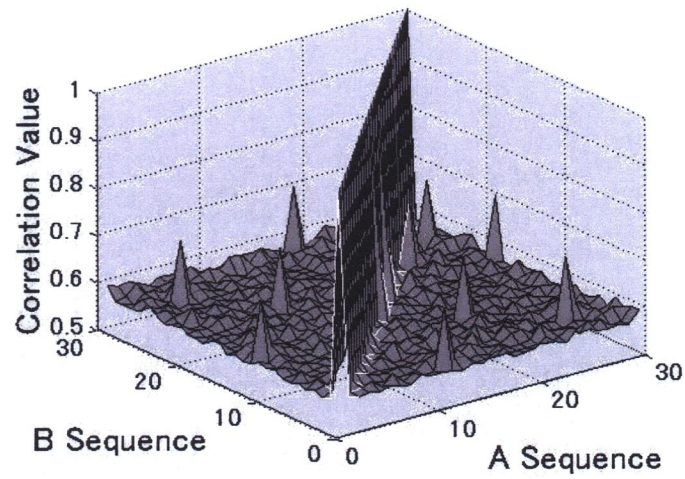


図 5.6: 相互相関値 τ_{amax} の分布 (2)

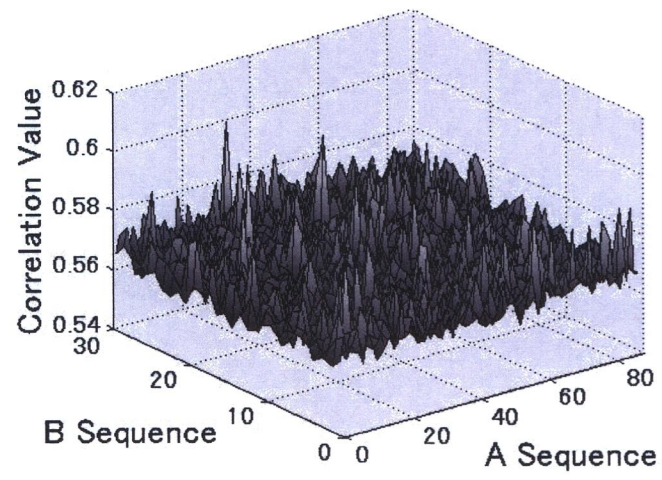


図 5.7: 相互相関値 τ_{amax} の分布 (3)

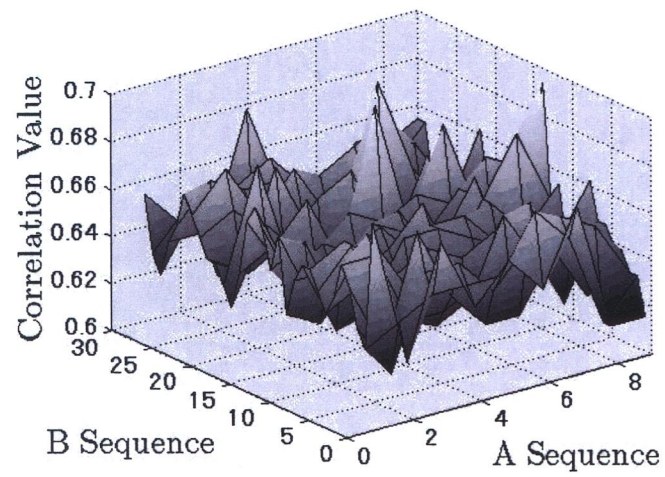


図 5.8: 相互相関値 τ_{bmax} の分布 (1)

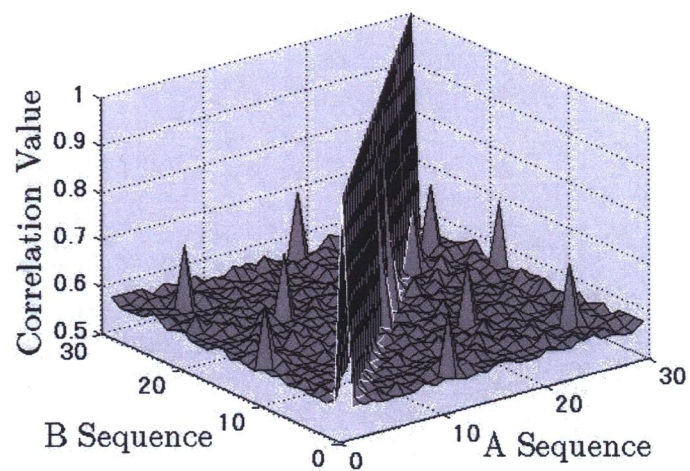


図 5.9: 相互相関値 τ_{bmax} の分布 (2)

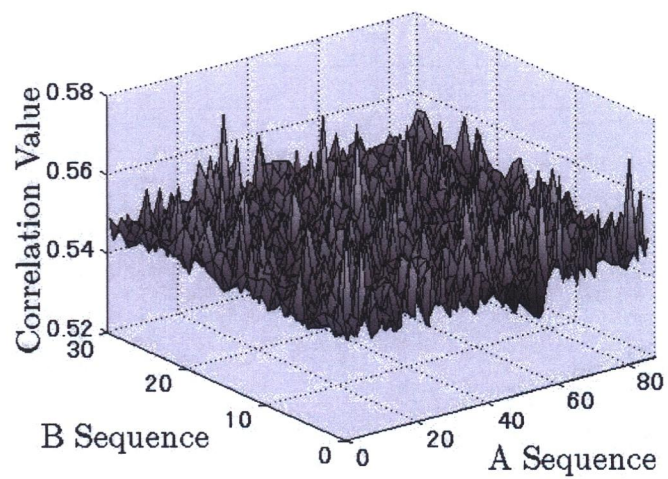
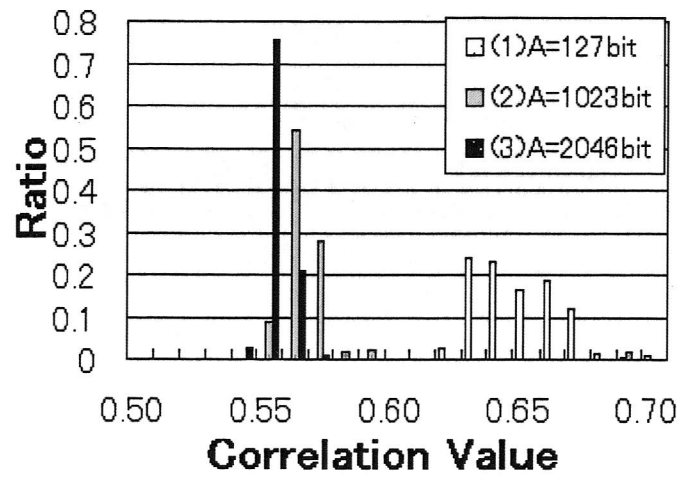
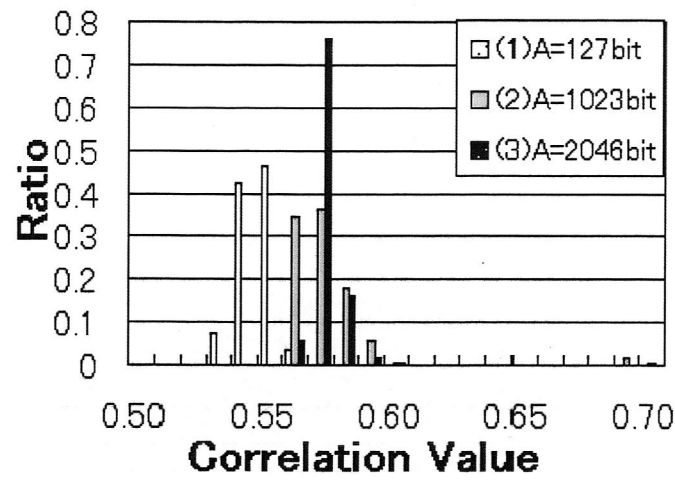


図 5.10: 相互相関値 τ_{bmax} の分布 (3)



(a) τ_{amax}



(b) τ_{bmax}

図 5.11: 相互相関値の分布図 ((a) τ_{amax} , (b) τ_{bmax})

表 5.3: 各系列の LFSR 帰還タップ位置

	Sequence A	Sequence B
(1)	7, 6, 5, 3, 2, 1	10, 9, 8, 6, 4, 3
(2)	10, 9, 8, 4, 2, 1	10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 1
(3)	11, 9, 8, 7, 6, 2, 1	10, 9, 6, 1

5.4 まとめ

本章ではこれまでに提案した PPS 信号をチップ同期に利用した DS-SS 通信方式における、伝搬遅延に対する問題を提起した。その解決方法として、別の PN 符号を挿入し、符号位相検出を行なう同期方式を新たに提案した。

まず、M 系列の位相検出による同期方式の送信フレームの構成及び受信側の符号位相制御方法について述べた。さらに 2 つの異なる M 系列を使用することから、干渉問題を検討するために、相互相関値をチップ数を変えて計算し、最適な組合せを示した。

この同期方法を採用することにより、遅延時間が増加しても同期捕捉、同期保持を行うことができ、且つ通信距離や伝送速度がチップレートによって制限されないシステムが実現できることがわかった。

6 M 系列位相検出を用いた BER 特性測定実験

本章では前章で提案した同期方式をハードウェアに実装し、4 章と同様に BER 測定を行い、その結果を比較する。まず信号処理サブシステムの構成の変更について述べる。次に各条件における BER 特性と受信電力特性を測定し、解析した結果から提案した同期方式の改善効果を確認する。また海上での応用に向けた実証実験として小型船に送信機を搭載して BER 特性と受信電力特性を測定し、実用化に対する検討を行なう。さらに、各実験におけるフェージングの影響と海面反射の影響についても検討する。

6.1 信号処理サブシステムの再構成

図 6.1 と図 6.2 に同期方式を変更した送信回路と受信回路の構成をそれぞれ示す。送信回路は図 4.4 と比較すると、系列 A の生成回路と送信信号をつくるための Sequence Selector が加わっている。この Sequence Selector で系列 A と系列 B の送出順序を決定している。受信回路は図 4.5 と比較すると、系列 A を検出するためのマッチドフィルタと系列 B の符号位相を制御する Phase Controller が追加されている。これら回路の動作の詳細は 5.2 で述べた。Limiter の閾値はこれまで 80 %であったものを、5.3 で計算された相互相関値と自己相関値の中間となる値に変更した。

さらに今回の実験では、受信機側に FPGA から受信したデータや相関結果の状態、位相検出の成功、失敗などを取得するための回路を追加した。図 6.2 の Measurement Circuit の部分である。受信データ、相関値フラグ（閾値未満の場合に 1）、位相検出フラグ（位相検出系列が検出された場合に 1）、PPS 信号が出力可能である。なお送受信回路の詳細については付録 A を参照されたい。

本実験は受信側が非同期検波である場合の DS-SS 通信による通信特性を比較するため、今回の測定では提案した同期方法の評価だけでなく、マッチドフィルタの相関出力のみでデータを受信する方法についても測定した。表 6.1 に各測定条件を示す。A127 と A1023 は表 5.3 における最適帰還タップの系列 A、B を使用した。M1023 は系列 A のマッチドフィルタの相関出力のみでデータを受信する方法であり、系列 A には A1023 と同じ系列を使用した。

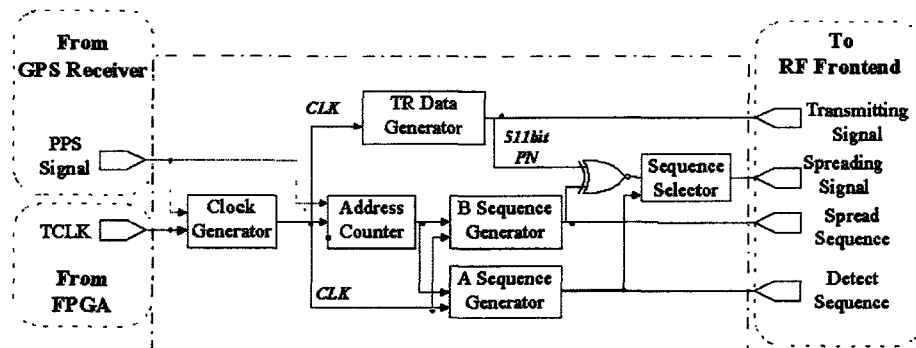


図 6.1: 送信回路の構成

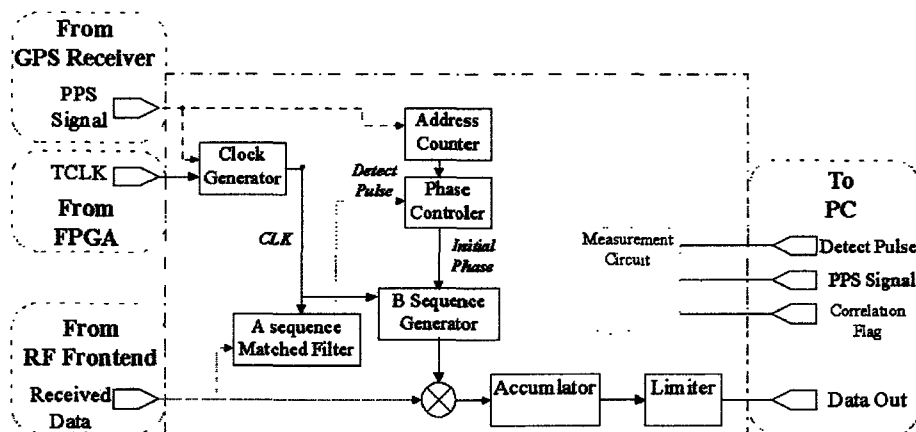


図 6.2: 受信回路の構成

表 6.1: 測定条件一覧

	Sequence A	Sequence B	備考
A127	127	1023	5 章の (1)
A1023	1023	1023	5 章の (2)
M1023	1023	-	Matched Filter のみ使用

6.2 BER 特性の評価

6.2.1 室内実験の概要

まず室内における BER 特性の測定を行なった。図 6.3 に実験構成を示す。送受信機間距離を 4m と設定し A127、A1023、M1023 の各条件における BER を測定した。測定は 2 回に分けて実施し、BER 特性は 2 回の測定における送信データ数と誤りの合計値で評価する。送信アンテナ及び受信アンテナは共に無指向性のロッドアンテナ (Gain = -5.5dB) を使用し、高さは共に 1.0 m である。また、距離特性を推定するために、受信側アンテナと微弱無線モジュール間に 10dB 及び 20dB の減衰器を挿入し、受信電力を低下させて同様に BER を測定した。このように、本実験は 4 章における実験方法と同様に行った。

本実験では A127、A1023、M1023 の全ての回路を FPGA 内に実装した。さらに FPGA からのデジタル信号出力を PC で直接取得するため、デジタル I/O カードをノート PC に挿入して使用した。受信データ、相関値フラグ (閾値未満の場合に 1)、位相検出フラグ (位相検出系列が検出された場合に 1) を毎秒取得した。なお測定ではそれぞれ 100kbit 以上のデータを取得した。

6.2.2 室内実験結果

図 6.4 に BER 特性の測定結果を示す。なお比較のために、4 章で測定した N1023 の結果を重ねている。この図のように、A1023 は最も優れた BER 特性を示しており、位相検出方式を併用することによる BER 特性の改善が確認できる。また、系列 A のコード長が異なる A127 と A1023 では挿入減衰量が増加するに従って BER の差が大きくなって N1023 とほぼ同じ BER となった。このことから系列 A は短いとその改善効果が薄くなると考えられる。

次に、式 (4.5) を用いて BER から換算した E_b/N_0 特性を図 6.5 に示す。 E_b/N_0 比でみると、A1023 と N1023 との差は 0.3dB と比較的小さいことがわかる。使用する FPGA のゲート数は A1023 が N1023 より 20 倍大きくなるため、固定された近距離の通信であれば N1023 で充分と考えられる。さらに A1023 の E_b/N_0 は M1023 と比較すれば、約 3dB 優れており、マッチドフィルタによる相関だけでなく PPS 信号によるチップ同期を行うことができれば、BER 特性が改善されることを示し

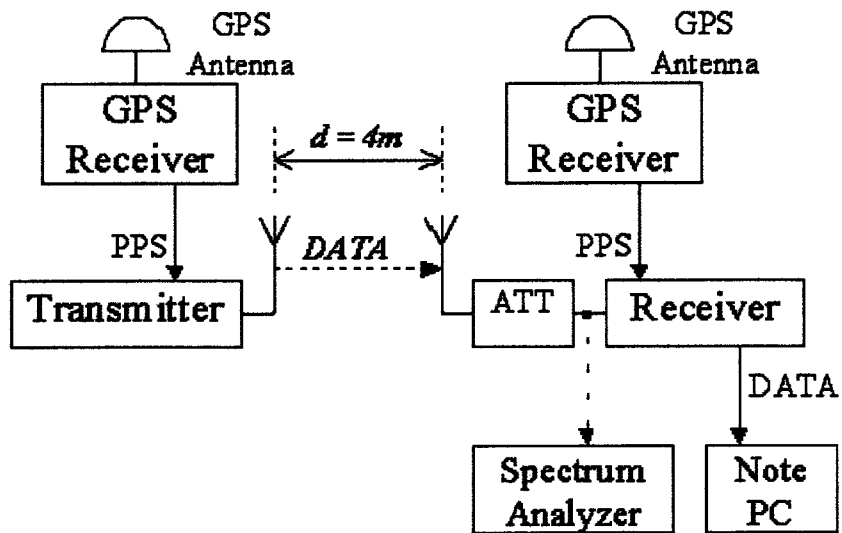


図 6.3: 室内実験の構成

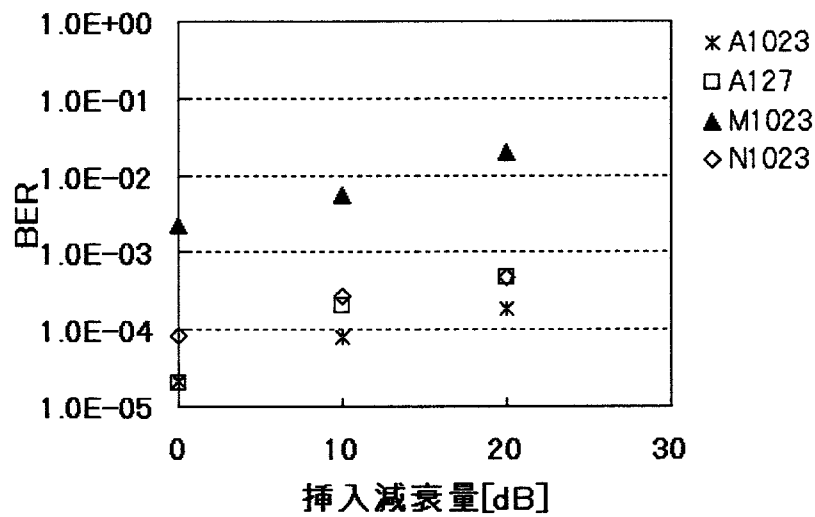


図 6.4: 挿入減衰量に対する BER 特性

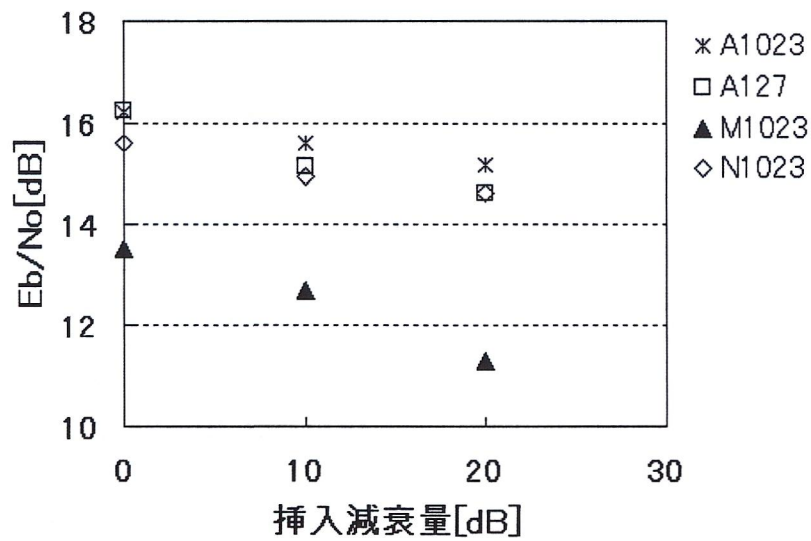


図 6.5: 挿入減衰量に対する E_b/N_o 特性

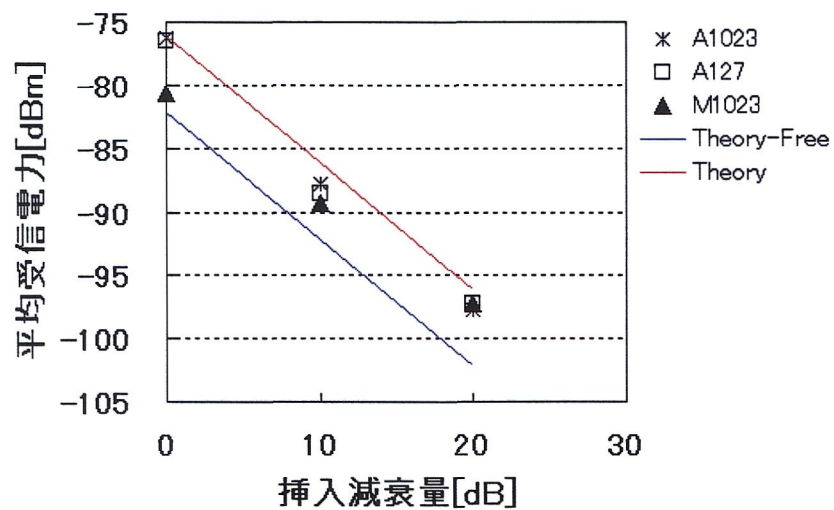


図 6.6: 挿入減衰量に対する平均受信電力特性

ている。同じ BER であれば通信距離が自由空間伝搬モデルで約 1.5 倍の増加を示すことから、非同期検波の微弱電波無線による DS-SS 通信の特性向上に本方式は有効であるといえる。

最後に測定時の平均受信電力と理論値を図 6.6 に示す。理論値のうち、Theory-Free は伝搬損失に自由空間伝搬損のみを考慮した値であり、Theory は反射損失も考慮した 2 波モデルの値である。今回の測定条件では Theory-Free よりも Theory の方が高い値であった。しかし Theory は距離に対する減衰が Theory-Free よりも大きいいため、通信可能と判断できる距離は短くなる。この図ではほとんどの測定値は Theory に近い値を示しており、室内での伝搬環境では反射損失を無視できないことがわかる。

6.2.3 屋外実験の概要

次に屋外における通信実験を行った。図 6.7 に実験の構成を、図 6.8 に実験の配置図をそれぞれ示す。実験は 9 月下旬の午後に行い、天候は曇りであった。実験場所は東京海洋大学越中島キャンパス内の小型船係留施設（ポンド）で、送受信機間距離 d はそのほぼ両端の約 80 m に固定した。また本システムの使用状況（海面近くからの発信）を想定し、その状況にできるだけ近づけるため送信側のアンテナは室内実験と同じアンテナを浮桟橋下部に設置した。そのためアンテナ高さは 0.5m である。ただし付近船舶の通行の影響により ± 10 cm 程度の動揺があった。一方、受信側のアンテナは岸壁に設置し、高さは 2.5m である。送信データには 511bit の PN 符号を用いた。本実験では微弱無線モジュールの受信感度を補うため、受信側のアンテナに指向性のあるログペリオディックアンテナ (Log-Periodic antenna) を使用した。図 6.9 には受信アンテナの設置状況を示す。測定条件は A1023、A127、N1023 を選び、BER 特性及び系列 A の検出率を測定した。なお FPGA からのデジタル信号出力を PC で直接取得するため、デジタル I/O カードをノート PC に挿入して使用した。受信データ、相関値フラグ（閾値未満の場合に 1）、位相検出フラグ（位相検出系列が検出された場合に 1）を毎秒取得した。本実験は室内実験における挿入減衰量 20dB の状態での実験結果から、 10^{-4} 以下に BER 特性が劣化すると予想されるため、測定はそれぞれ 27 分（30kbit）前後行った。ただし確認のため測定は 2 回行い、合計で各 62kbit 以上のデータを取得した。受信電力は測定時間中に 3 回計測を行い、その平均をとった。

さらに受信機に使用するログペリオディックアンテナの指向性をおおまかに把握するため、アンテナの方向を送信点に対し 0° 、 90° 、 180° 、 270° となるように変えて受信電力を測定した。

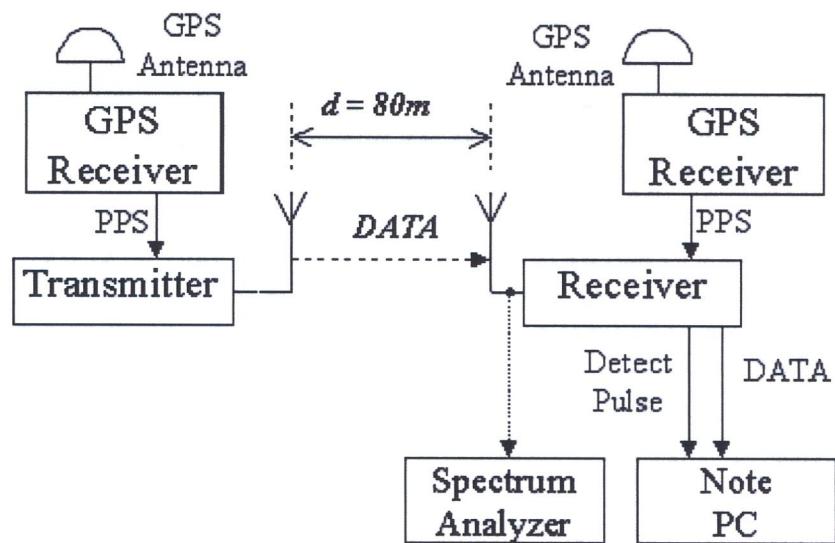


図 6.7: 屋外実験の構成

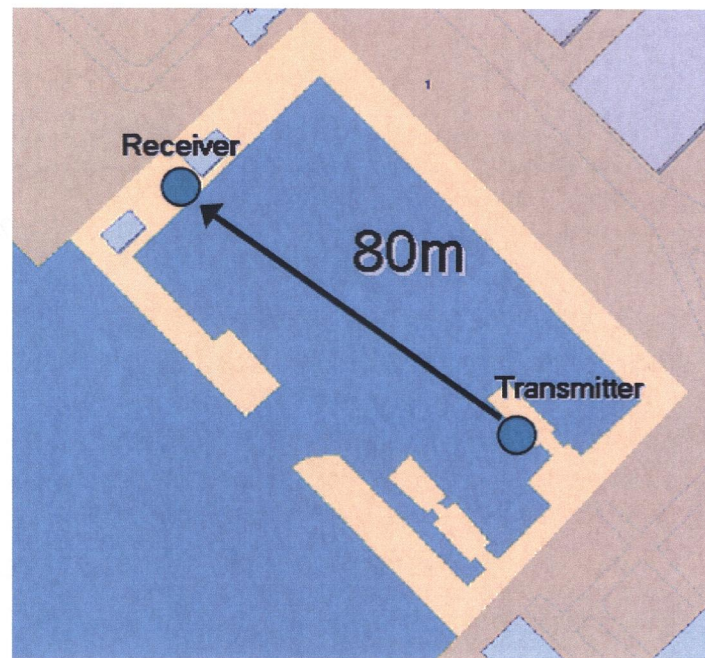


図 6.8: 屋外実験の配置図



図 6.9: 受信アンテナの設置状況

6.2.4 屋外実験結果

表 6.2 に A1023、A127 及び N1023 の場合における BER 特性と位相検出系列の検出率を示す。この結果は 2 回行った測定 of 合計値から計算してある。ただし受信電力のみ 2 回の平均値である。A1023 が他の場合と比較して最も各特性で良い結果が得られ、特に BER は 10^{-3} 以下であった。また A127 の BER も N1023 より 69 % 低下した。このように、PPS 信号のチップ同期のみの相関よりも、符号位相を検出するマッチドフィルタを併用すれば、さらに BER 特性を改善できることが確認できた。

次に系列 A の検出率を測定した結果、測定時間中において A1023 は全て検出され、A127 は僅かに不検出が発生した。この結果から系列 A の不検出の要因は、系列 A の処理利得の影響が大きく、ハードウェアの容量に制約がなければ、コード長の長い系列 A を使用して検出率を改善できると考えられる。

表 6.3 に各条件における受信電力の測定値と理論値の比較を示す。受信電力の測定結果は、自由空間伝搬における理論値 $-93.7[\text{dBm}]$ と、反射損失も含めた理論値 $-107.7[\text{dBm}]$ とで比較すると、いずれの場合も自由空間伝搬における理論値に近い値を示した。この結果は室内実験とは異なる結果となった。

またログペリオディックアンテナの方向別受信電力比較を図 6.10～6.13 に示す。180° の場合のみ受信電力が急激に低下するが、それ以外では 1～2dB 程度であった。

表 6.2: 測定結果 (BER 特性と検出率)

	BER	検出率	E_b/N_0 [dB]
A127	$1.87 * 10^{-3}$	0.998	13.7
A1023	$5.60 * 10^{-4}$	1.000	14.5
N1023	$2.70 * 10^{-3}$	-	13.4

表 6.3: 測定結果 (受信電力)

	Measured[dBm]	$P_t - L_F$ [dBm]	$P_t - L$ [dBm]
Case1	-94.0	-93.7	-107.7
Case2	-93.3	-93.7	-107.7
Case3	-92.4	-93.7	-107.7

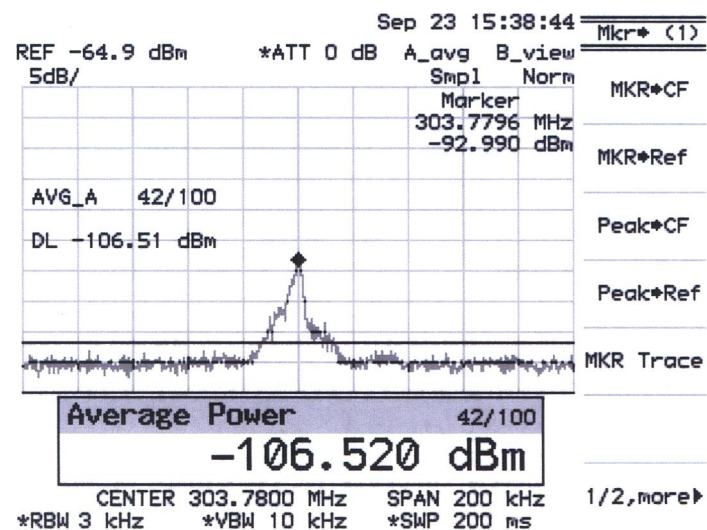


図 6.10: 受信アンテナの方向別受信電力 (0°)

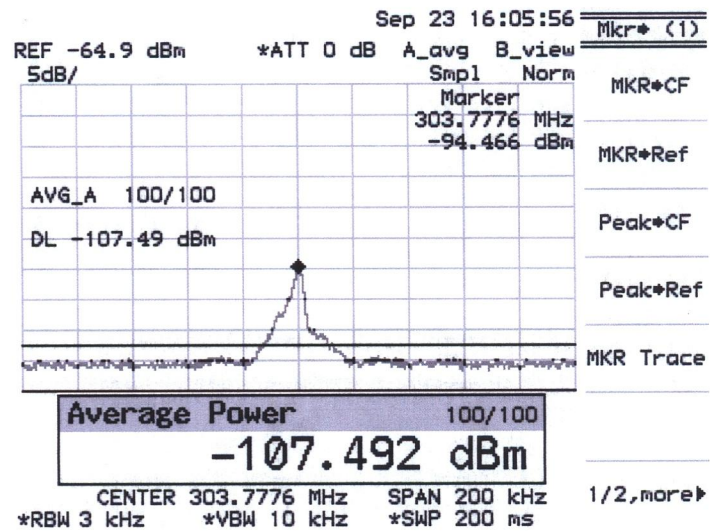


図 6.11: 受信アンテナの方向別受信電力 (90°)

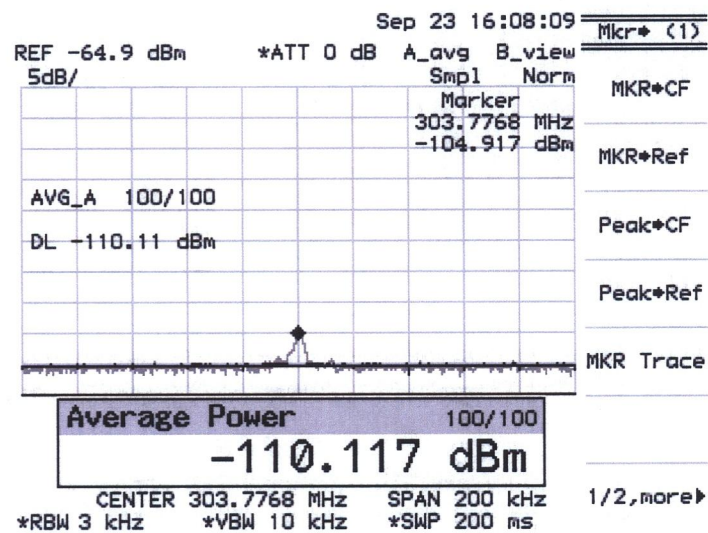


図 6.12: 受信アンテナの方向別受信電力 (180°)

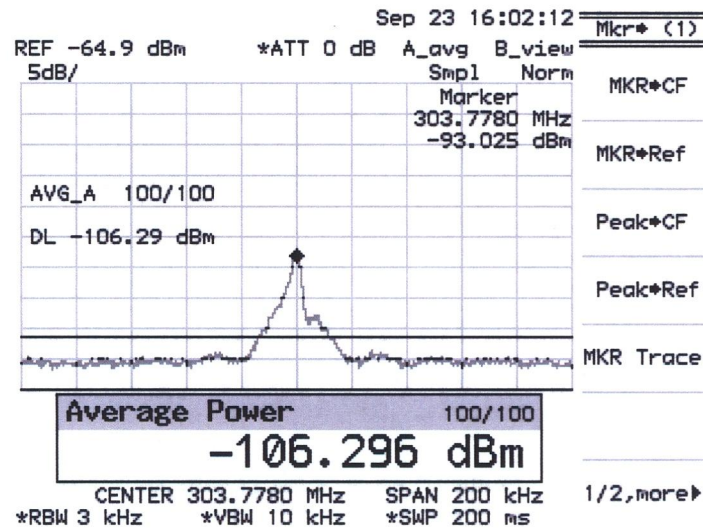


図 6.13: 受信アンテナの方向別受信電力 (270°)

6.3 小型船を用いた海上通信実験

6.3.1 実験概要

海上での応用に向けた実証実験として、小型船を用いて水上における測定を行った。実験に使用した小型船は東京海洋大学所属の「ちどり」である。図 6.14 にちどりの概観を示す。まず 6.2.2 と同じ通信距離である 80 m 付近で船を停止させ、A1023 の条件でデータ伝送実験と受信電力測定を行った。次に距離を徐々に伸ばし、約 180m 付近まで同様の測定を繰り返した。距離の測定にはレーザ測距方式のデジタル距離計を使用した。また、比較のため N1023 に変更して 55m～80m の距離で測定を行った。図 6.15 は実験時における送信側の構成、図 6.16 は受信側から見た送信側の様子を示す。図 6.15 のように、送信側のアンテナ高は 6.2.2 と比べて高く 1 m 程度ある。受信側は 2.5 m で変化していない。ただし測定中、送信側は風や流れの影響などで完全に停止できず、10～20 m 程度距離が変化していた。そのため正確な距離での測定値ではない。

6.3.2 実験結果

表 6.4 に 80 m 付近で取得した測定結果を示す。表 6.2 と比較して A1023、N1023 共に BER が劣化し、Eb/No 比が減少している。しかし A1023 と N1023 の Eb/No 比の差は 1.1dB とポンドでの実験結果と変わらなかったことから、提案方式の有効性が確認できた。また系列 A の検出確率は 50 % 以下に低下した。ただし、受信電力は N1023 の場合の方が高いにもかかわらず、A1023 の BER 特性の方が優れて

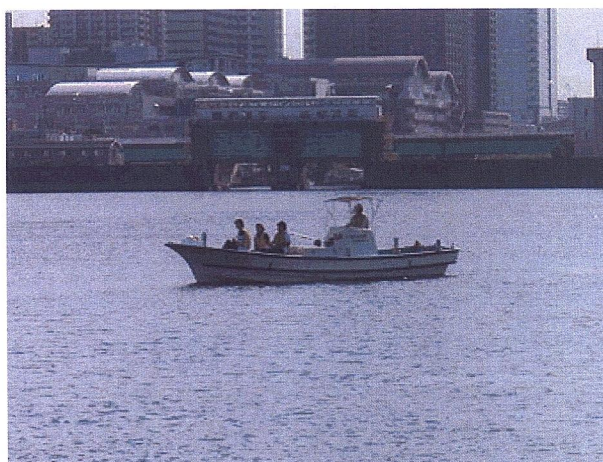


図 6.14: 実習船ちどりの概観

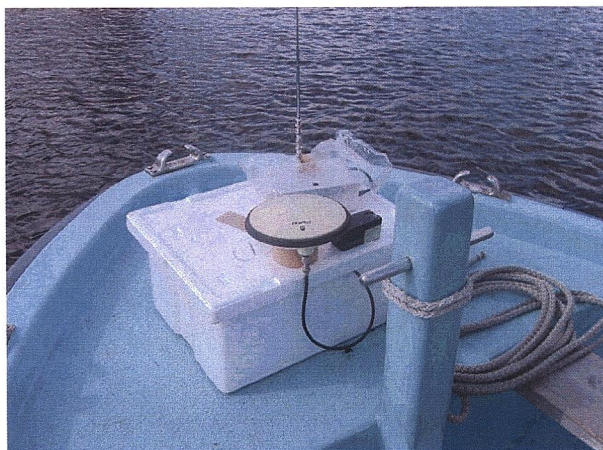


図 6.15: 送信機の設置状況

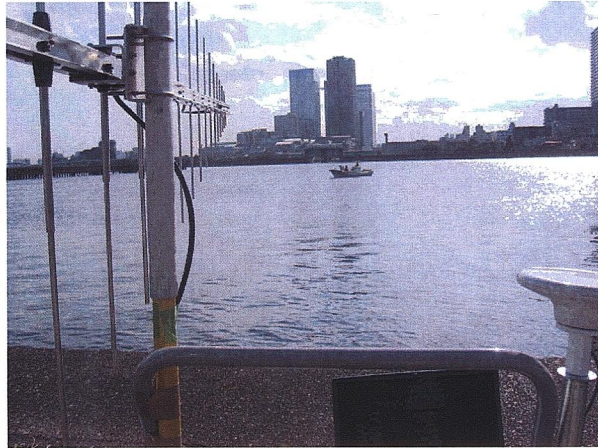


図 6.16: 受信点からみた送信側の様子

表 6.4: 船陸間測定結果

	BER	検出率	E_b/N_0 [dB]	受信電力 [dBm]
A1023	3.60×10^{-2}	0.426	10.4	-95.8
N1023	6.41×10^{-2}	-	9.3	-91.3

おり、今回新たに提案した同期方法が有効であることをこの実験結果からも示すことができたと考えられる。

次に、距離と受信電力の関係を図 6.17 に示す。測定値は距離が 100m 以上になると反射損失を加えた伝搬損失 L に近い値となっており、ポンドでの実験とは異なる結果を示した。これは送信点が低い場合は直接波に対し反射波の影響が少なく、逆に送信点が高くなると大きく影響すると考えられるが、送信点の高さと受信電力の関係は次項で検討を行なう。図 6.18 に A1023 における距離と復号率の関係を示す。この復号率は、送信したデータ数に対して受信機が復号できたデータ数の割合を表す。この図では復号率が 100m 前後で急激に低下していることがわかる。しかし、130m 付近まで復号できたデータも僅かながらあった。

今回の実験では受信側に指向性アンテナを使用して約 80m で船陸間の微弱電波を用いた通信に成功した。本実験で使用したモジュールは、通信速度は高速だが受信感度は他の機器よりおよそ 10dB 程度劣り、受信機の NF も大きい。そこで RF 部の最適化を図り、また広帯域化により処理利得を増加すれば、30dB 以上の利得増加が期待できる。例えば 20dB 利得が向上すれば、800m 付近で今回の実験結果と同様の BER が得られることになる。このように、今後の性能改善により、位置情報システムの構築が可能と考えられる。

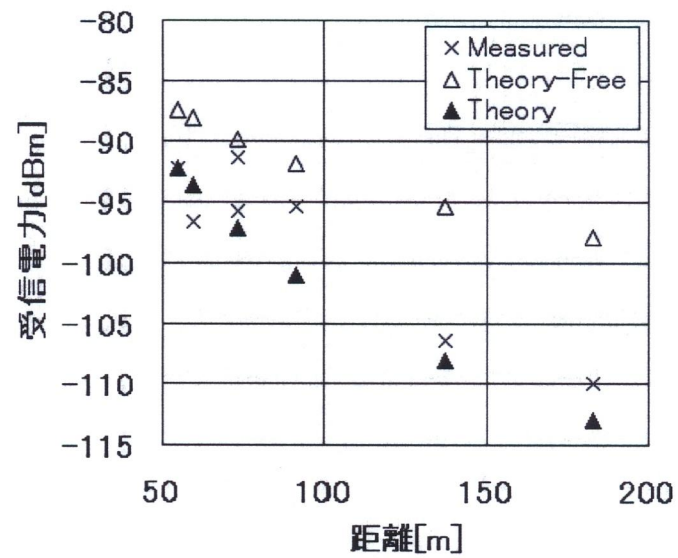


図 6.17: 通信距離と受信電力の関係

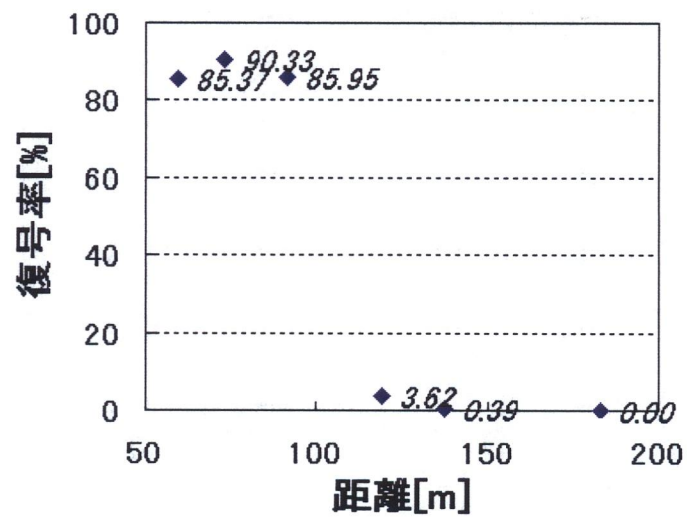


図 6.18: 通信距離と復号率の関係

6.4 海面反射とフェージングの影響

6.4.1 フェージングの影響

本論文ではこれまで伝搬モデルは自由空間伝搬モデルと、単純な2波モデルによって理論値を算出した。しかし本実験の場合、実際には見通し環境で且つ定常波と散乱波が存在するため、いわゆる仲上ーライスフェージング環境下であると考えられる。そこで本節では伝搬状況を想定して理論値を算出し、海面反射波の影響について解析を行う。

まず仲上ーライスフェージング環境における非同期検波 ASK の BER と E_b/N_0 比の関係式は、文献 [32] の非同期 BPSK における関係式を利用し、

$$BER = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{1+\zeta}} \exp \left(-\frac{1}{1 + \frac{1+\zeta}{\gamma}} \zeta \right) \quad (6.1)$$

と求めることができる。ここで ζ は定常波と散乱波の電力比であり、直接波の影響度を示す。 γ に式 (4.5) を代入すると、

$$BER = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{\frac{0.96 E_b}{4 N_0}}{1+\zeta}} \exp \left(-\frac{1}{1 + \frac{1+\zeta}{\frac{0.96 E_b}{4 N_0}}} \zeta \right) \quad (6.2)$$

となる。 ζ が大きければ式 (4.6) に近くなり、逆に $\zeta = 0$ の場合は見通し外のレイリーフェージング環境となる。図 6.19 に非同期検波 ASK の BER- E_b/N_0 特性を示す。このように、自由空間伝搬や単純な2波モデルではなく、直接波と反射波の電力比の違いによって E_b/N_0 特性が大きく変化することがわかる。フェージング時の BER の計算には、仲上ーライスフェージングの確率密度関数を等価伝送路モデルを用いて2波モデルへ変換し、BER マップの作成が必要である [34]。もし式 (6.2) 中の係数 ζ がかかるとすれば、BER に対する E_b/N_0 比の差は、自由空間伝搬モデルにおける差よりも大きくなる。そのため測定した BER から算出された E_b/N_0 比の差は、さらに拡がることが推定できる。ただし、 E_b/N_0 の差と通信距離の関係も伝搬モデルにより変化する。

しかし室内実験及び屋外実験、小型船による実験全てにおいて直接波と反射波の電力比を測定できなかったため、 ζ の算出が困難である。そこでやむを得ず式 (4.6) から計算された E_b/N_0 の理論値で比較した。

6.4.2 海面反射波の影響

屋外実験の場合、ポンドの水面上を反射する海面反射波の影響が大きいと考えられるが、測定結果は自由空間伝搬モデル（直接波のみ）に近い結果であった。そこで図 6.20 のような簡単なモデルから受信点に到達する電力を検討する。

図 6.20 において、送受信点の A、B のアンテナ高を h_1 、 h_2 [m]、A-B 間の距離を d [m] とすると、反射点 P までの距離 d_1 、 d_2 [m] は、

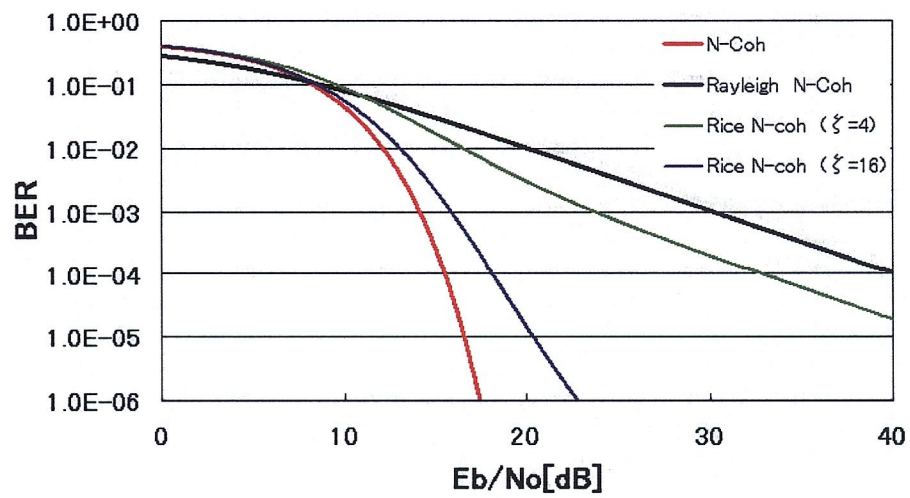


図 6.19: 非同期検波 ASK の E_b/N_0 特性

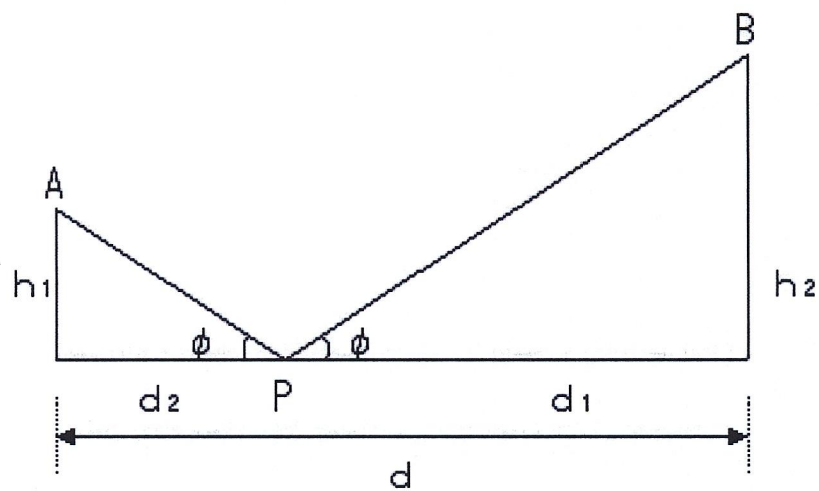


図 6.20: 伝搬路のモデル (屋外実験)

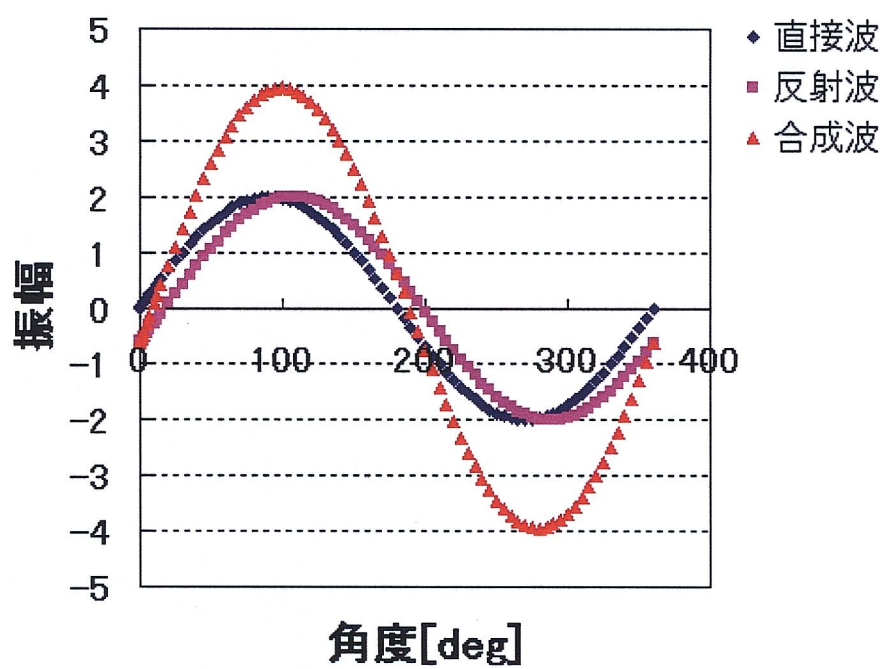


図 6.21: 受信点における直接波と反射波、合成波の関係

$$d_1 = \frac{h_1}{h_1 + h_2}d, d_2 = \frac{h_2}{h_1 + h_2}d \quad (6.3)$$

となる [33]。屋外実験では $h_1 = 0.5$ 、 $h_2 = 2.5$ であるため、

$$d_1 \approx 13.33, d_2 \approx 66.67 \quad (6.4)$$

と求められる。波の穏やかな海面の場合は鏡面反射とみなせるため、直接波と同じエネルギーが海面反射波として受信されることになる。ここで、海面反射波の距離 AP+PB は、まず AP、PB をそれぞれ求める。

$$AP = \sqrt{h_1^2 + d_1^2} \approx 13.34 \quad (6.5)$$

$$PB = \sqrt{h_2^2 + d_2^2} \approx 66.72 \quad (6.6)$$

$$(6.7)$$

従って AP+PB は、

$$AP + PB = 80.06 \quad (6.8)$$

となり、直接波の距離 80m に対して僅か 5cm だけ長くなる。図 6.21 に受信点に到達する合成波形を示す。このように、5cm の遅れは角度にして約 18 度位相が遅れた状態であり、振幅は直接波よりも 2 倍近く大きくなる。これを dB に変換すれば約 3dB、電力換算では約 1.5dB 増加することになる。これが通信距離に対して海面反射波があるにもかかわらず自由空間伝搬モデルに近い結果となった理由と考えられる。また送受信機間距離と、アンテナ高さの長さの比が小さいため、ほぼ直接波とみなせるともいえるが、1km 未満の送信点の高さと受信電力の関係は今後調査する必要があると考えられる。ただし実際の値は、直接波の距離も誤差を含み、前述のように他からの反射波もあるのでさらに複雑な計算となる。

6.5 まとめ

海上における簡易な位置情報通信システムの構築を目的として、GPS 受信機の時刻同期信号を利用し拡散符号同期を簡易化した微弱電波 DS-SS 通信方式の実現法を提案した。また提案だけでなく実際に通信システムを実現その通信特性について評価した。まず室内実験の結果、非同期検波の微弱電波 DS-SS 方式による BER 特性をマッチドフィルタのみを用いる場合と比較して E_b/N_0 で約 3dB、距離に換算して 1.5 倍程度有効であるなど改善効果を明らかにし、本方式の有効性を示した。次にシステム実現のため屋外で実証実験を行った結果、送受信機間距離 80m で 10^{-3} 以下の BER 特性が得られ、屋外環境においても充分使用可能であることを実証した。最後に船陸間で同様の実験を行い、BER は若干低下したものの、同程度の距離での通信に成功した。また PPS 信号によるチップ同期だけでなく、符号位相検出を併用することにより E_b/N_0 比が 1.1dB 改善した。なお本実験では受信側に指向性アンテナを使用した、これは微弱無線モジュールの受信感度の問題である。また実際の位置情報システムの構築に際しては、無線部の最適化が必要である。変調方式の変更や NF 改善による受信感度の向上などの RF フロントエンドの性能改善と、処理利得の増加など信号処理部での利得増大で 20dB 利得が向上すれば、最大でおよそ 800m で今回の実験結果と同様の BER が得られる計算になる。

一方、受信電力特性は送信点が低かった屋外実験では自由空間伝搬特性で求められる理論値に近く、高かった船陸間実験では反射の影響が大きくなった。そこでこれまで自由空間伝搬モデルで求めていた BER- E_b/N_0 特性に着目し、フェージングの影響について述べた。さらに屋外実験については海面反射モデルを用いて自由空間伝搬特性の理論値に近づく理由を考察した。この受信電力及び通信距離の関係は今後も検討を要する課題である。

これらの結果から、本方式は海上位置情報通信システムへの応用が期待できる。実用化のためには、今後実際に海上漂流の実験を行い、GPS 受信機の初期同期捕捉と通信の同期捕捉に要する時間に関して検討する必要がある。さらに処理利得や伝送速度の性能向上、測距性能の付加に対する検討や、ASK や OOK を用いている光 CDMA で使用される符号の利用の検討などを行うことが挙げられる。

7 測位衛星を利用した微弱電波通信システムの応用

本論文ではこれまで、海上における比較的近距離の位置情報システムを微弱電波を用いて構築するために、GPS 受信機を利用した微弱電波 DS-SS 通信システムを提案し、これを実現して評価を行ってきた。その結果として船陸間での通信まで行い、性能の低い微弱無線モジュールを使用しても 80m 程度まで通信が可能であることが確認できた。そこで本章では海上位置情報通信システムへの応用に対する具体的な提案を行い、さらに他のアプリケーションシステムについて提案を行い、その利点や課題について検討する。

7.1 海上位置情報システムへの応用

本論文の研究背景でも述べた海上位置情報通信システムが挙げられる。このシステムは、主に転落・漂流などの海難に対する搜索救助を目的としている。提案した通信システムの適用範囲としては、乗船者が船舶から転落した直後や漂流者から救助者及び救助船舶が確認できるものの、救助者側からは確認できない場合などの条件から、1km 程度までの通信距離を想定している。もし転落後数分以内に船側が気付く、そのとき転落者の時刻情報と位置情報が記録されていれば搜索救助の時間は大幅に短縮される。図 7.1 に本システムの構成概念図を示す。送信側は電源投入後 GPS 受信機が測位を開始すると同時に位置情報の送信が開始される。受信側は船または陸において常時待機状態にしており、信号を受信後発信者の位置と自らの位置とを比較して方向・距離を算出し発信者の搜索救助を開始する。

提案した通信システムを利用する利点としては、送信機の大きさの制限や海上における通信インフラの問題が挙げられる。送信側の機器の大きさは、GPS 受信機や無線機器、電源も含めて救命胴衣に装着できる程度のサイズである必要があり、できるだけ小型で且つ省電力であることが望ましい。例えば情報の送信に必要な電流を考える。表 7.1 に一般的な特定小電力無線機と微弱電波無線機の送信電流を示す。ただし A~G の名称は便宜的につけたもので、それぞれ同じメーカーを意味するものではない。この表から、特定小電力無線は平均で 36.3mA なのに対し微弱電波機器の場合は 5.3mA と約 15 % しか必要としないことがわかる。ほぼ同じ通信距離を対象とするならば、特定小電力無線よりも微弱電波で通信距離が拡大を図ることが望ましいといえる。

最近日本の沿岸でも携帯電話は使用可能な範囲が増えてきており、小型船舶の漂流などの事例に関しては携帯電話の利用の方が良いと考えられる。しかし日本海側や北海道、沖縄周辺では未だ使用不可能な場所も多い。加えて海中転落事故を考えた場合、操作性は悪いなど問題がある。

このシステム実現に対する課題としては、装置の小型化が挙げられる。次に通信が開始するまでの時間の短縮である。現状では、GPS 受信機の TTFF 時間に依存しているため、コールドスタートでは早くても 30~40 秒、遅ければ数分を必要とす

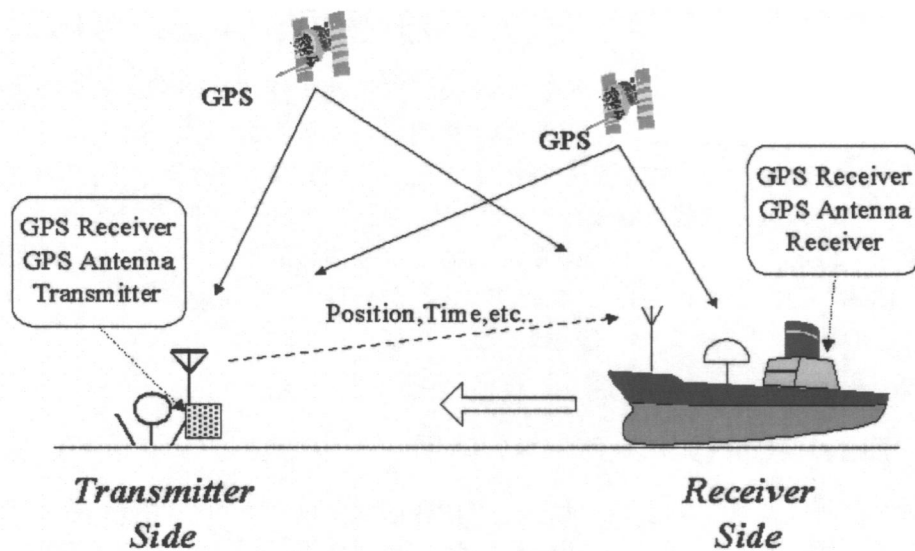


図 7.1: 海難救助のための海上位置情報通信システムの概念図

る。文献 [10] における実験では、転落から通報までに 30 秒程度を要している。この実験結果を考慮すると、転落して送信機を起動し位置情報の送信開始まで合計で 1 分程度かかる計算になる。これをできるだけ短縮させる必要がある。問題となるのは GPS 受信機の同期捕捉時間であるが、本システムの場合、通常は間歇的に駆動して GPS 受信機が定期的に位置情報を取得しておくことを想定している。そうすれば電力消費も抑えられ、且つ転落後数秒で通信が可能な状態となる。現状では実験環境と運用上の要件から微弱電波によりシステムを構築する必要があるが、本方式の有効性が確認できれば将来的に専用の電波を利用してさらに実用性を高めることが可能である。

表 7.1: 特定小電力無線機の送信電流

	特定小電力無線機	微弱電波無線機
A	50	12
B	38	5
C	27	3
D	40	2
E	35	2
F	40	5.4
G	25	7.6
平均送信電流 [mA]	36.4	5.3

7.2 他のシステムへの応用

前節で述べた海上位置情報通信システムは受信側を中心に数 m~1km 程度の特定の範囲で位置情報や時刻情報、その他情報を収集することが可能であるため、他の応用システムも考えられる。

7.2.1 ダイバー回収システムへの応用

文献 [1] でも挙げられているように、マリンレジャーに伴う事故は増加傾向にあるが、それら事故形態で最も多いのが漂流である。このうちスキューバダイビングの場合はある程度の装備を携行できるため、7.1 のような通信システムが装備可能である。また洋上で集合場所を設定して潮流に沿ってダイビングを行うドリフトダイビングでは、浮上地点でボートとはぐれ漂流するケースが報告されている。訓練されていない一般人による船上からの目視捜索は効率が悪い。

そこで、母船を受信側にしたダイバー回収システムが考えられる。予めダイバーに送信機を渡しておき、浮上後ダイバーから位置情報を送信する。ボートが位置情報を受信し回収に向かえば、漂流する危険性を低くできると考えられる。このシステムの場合、捜索救助の場合よりも時間に対する制限は緩やかだが、一度に多数の情報が送信されるので、受信機は多チャンネル化する必要がある。

7.2.2 ワイヤレスセンサネットワークへの応用

その他にはワイヤレスセンサネットワークへの応用が考えられる。近年近距離無線技術を利用したセンサネットワークの研究、技術開発が進められている。例えばこれまでの研究では、光アクセス網や携帯電話網などのネットワークを延長して、センサ・アクチュエータまでのネットワーク化を行うことを前提に、超小

型センサ・アクチュエータ同士のネットワーク化や無線タグなどの研究開発が進められている [35]。現在ネットワークの通信手段としては、RFID や無線 LAN 規格の ZigBee、または通常の微弱電波などが用いられているが、その通信距離はおよそ 10m 程度である。河川周辺や沿岸、港湾など屋外でノード間距離や位置情報を必要とするネットワーク構築には、できるだけ通信距離の長い低消費電力の送受信機が必要であり、本システムの適用が考えられる。このシステムに対する課題としては伝送速度の高速化や通信プロトコルの実装などが挙げられる。

7.3 まとめ

本章では本論文で提案している微弱電波 DS-SS 通信方式の応用システムについて検討した。まず目的である搜索救助のための海上位置情報通信システムへの応用について、具体的な検討を行った。位置情報が取得可能であり、小型、省電力という特徴があり、さらに通信インフラの乏しい海上における応用システムとして有効であるが、送信までの時間に課題があることを述べた。またその問題の解決方法についても触れた。次に例としてダイバー回収システム及びワイヤレスセンサネットワークを挙げ、それぞれの応用例について提案した通信システムを利用する利点及び課題を示した。現状ではこれら応用システムの構築は困難であるが、上記課題を解決すれば構築可能であることを述べた。

8 結論

8.1 まとめ

本研究では、転落者や漂流者の捜索救難等を目的とした海上位置情報通信システムの構築を提案し、その実現に際して必要とされる通信距離を拡大した微弱電波通信システムとして、GPS 受信機の PPS 信号を利用し拡散符号同期をとる微弱電波 DS-SS 通信システムの実現法を提案した。

第2章ではまず海上における通信システムの現状を述べた後、PPS 信号を利用した微弱電波 DS-SS 通信システムを提案した。次にシステム構築の上で必要となる時刻同期サブシステム、無線サブシステム、信号処理サブシステムについてそれぞれ述べた。提案した通信システムを評価するために、無線サブシステムの仕様を設定し、その通信特性について評価した。チップレートが 1.023Mchip/s、データレートが 50bps の BPSK-DSSS 変調の場合、所要 BER が 10^{-5} では約 250m の最大通信距離が得られることがわかった。さらにデータレートを低下させた場合 900m 程度まで通信が可能であることを示した。これまで 100m オーダでの通信には無線 LAN や特定小電力無線が使用されていたが、微弱電波無線機器に置き換えることができれば、簡易な通信システムの構築において大きな利点となる。

第3章では、提案した微弱電波 DS-SS 通信システムのチップ同期を取るために必要な要素である GPS と時刻同期信号生成部について述べた。その結果、得られる PPS 信号の出力精度 T_g が 17.6ns であることを示した。また GPS 以外の衛星測位システムについても述べた。最後に実際 GPS 受信機を用いて PPS 信号の相対同期精度を測定し、チップ同期が可能なチップレートの上限が 7.1MHz であることがわかった。この結果から、第2章で想定したシステムの仕様が満足できることを確認した。

第4章では実際に送受信機を設計・製作して、提案システムの評価を行なった。減衰器を用い受信電力を変化させ、屋内で BER 特性を測定した。その結果、スペクトラム拡散を行わない場合と比較して BER が 10^{-2} オーダから 10^{-4} オーダに改善された。また距離に換算して 1.4 倍程度有効であるなど改善効果を明らかにし、本方式の有効性を示した。このように受信電力が低下しても高い通信品質が確保できる有効性が確認できた。

第5章では本システムで問題となる伝搬遅延に対する解決方法として、異なる系列を用いた同期方式を提案した。拡散符号の位相を検出するための M 系列と、情報の拡散に用いる M 系列を用意し、それぞれの系列について長さなどを変化させて相互相関特性を解析した。また得られた特性を基に、最適な系列の組み合わせを選択した。最後に新しい同期方式を用いた送受信機の構成について述べた。

第6章では M 系列の位相検出による同期改善方法を用いて第4章と同様の特性測定を行った。次に屋外で実験を行い、80m で通信に成功した。さらに小型船舶に送信機を搭載して海上における通信特性の測定実験を行った。その結果、マッチ

ドフィルタのみを用いた非同期検波の微弱電波 DS-SS 方式による BER 特性と比較して、挿入減衰量が 20dB の時点において距離に換算して 1.5 倍程度改善されることを明らかにした。また室内実験と小型船による実験では 2 波モデルに近い特性となり、屋外実験では受信電力は自由空間伝搬モデルの理論値に近かった。その原因についてフェージングの影響と海面反射の影響から検討した。これらの実験の結果から、目的とする海上位置情報通信システムの構築が可能であることを示すことができた。

第 7 章では本システムの海上位置情報通信システムへの応用について具体的な検討を行った。検討の結果、実用化に向けた課題を挙げ、またその解決方法を示した。次に当初の捜索救助のための海上位置情報通信システムだけでなく、ダイバー回収システムやワイヤレスセンサネットワークに応用可能であることを述べた。

以上の研究から、次の項目に示す成果が得られた。

1. 微弱電波を使用したスペクトラム拡散通信システムによって 100m~1km 近くの通信が可能になる。また GPS の PPS 信号をチップ同期に利用すれば容易にスペクトラム拡散通信システムが構築できる。
2. 複数の GPS 受信機から出力される PPS 信号の相対同期精度は、同型の受信機では 100ns 以下と高いが、異なる型の受信機では 10 倍以上劣化した。GPS 受信機が異なってもシステム構築は可能だが、相対同期精度の良し悪しがチップレートの上限を決定する。
3. 異なるコード長の M 系列符号が隣接する系列と別の M 系列との相互相関値には最大 7% の差が生じる。そのため帰還タップ位置の選択が必要である。
4. 実際に送受信機を製作して通信実験を行い、提案した通信システムが動作できることを確認した。その結果、距離に換算して 1.5 倍程度有効であるなど改善効果を明らかにし、本方式の有効性を示した。また屋外や船陸間で実証実験も行い、海上位置情報通信システム構築に向け基礎データが取得できた。

8.2 今後の課題

本論文では、海上位置情報通信システム構築に必要な通信システムとして、PPS 信号を用いた微弱電波 DS-SS 通信システムの実現とその実証を行なった。そのため実現方法は未だ最適なものではなく、目的とするシステムの構築に向けた課題が幾つかある。

現在 GPS 受信機と信号処理ボード、無線モジュールと分けられている。しかし GPS 受信機もモジュールを利用すれば、1 つの筐体の中に組み込むことは可能であり、将来的には全て 1 つの基板で実現可能である。そうすれば GPS 受信機からの出力などのコーディングや制御を自由に行なうことができるので、応用システムの構築が容易になる。

また本実験システムで使用したように ASK の微弱電波無線サブシステムを利用する場合には、同じく ASK や OOK を用いている光 CDMA で使用される拡散符号について検討することが挙げられる。

次に 5 章で僅かに触れたが測距性能の付加が挙げられる。測距はチップレートが 3MHz 以上なければ実用的な精度は得られないため、本論文では省略した。しかし符号位相の検出は問題なく行なわれており、位置情報だけでなく送受信機間の距離が与えられることによって、システム応用の幅が広がると考えられる。

また海面上における電波伝搬についての研究が必要である。一般的に海上における伝搬解析などは衛星と陸上や船舶を対象にしたものである。海面上に送信点がある場合、海上はどのような影響を及ぼすのかについて詳細な研究はほとんど見られない。

最後に、7 章で述べたように、送信までの時間短縮が必要である。また固定された通信システムでは不要だが、いつ起動するかわからない GPS 受信機の設定に関する検討は、システム全体の中でも重要な今後の課題の一つである。海上漂流実験も今後必要である。

参考文献

- [1] 海上保安庁, "平成 16 年における海難及び人身事故の発生と救助の状況について (確定値)," ,Feb. 2005.
- [2] 三科正樹, 杉浦彰彦, 山下誠, "普遍同期方式を利用する SS 双方向微弱電波通信の空き TV チャンネル帯域への応用," 信学論 (B), Vol.J81-B-II, No5, pp.508-514, May 1998.
- [3] 安藤裕武, 福島恵介, 羽田 寧, 岡野陽也, 鬼沢正徳, "スペクトラム拡散方式の微弱電波による無線データ伝送," FUJITSU GENERAL TECHNICAL JOURNAL, 1999 No.2, pp.27-32, 1999.
- [4] 鈴木規夫, 丸岡嵩彌, "微弱電波を使ったデータ伝送の技法," 電波による無線データ伝送技術, トランジスタ技術編集部 (編), pp.6-15, 東京, 1996.
- [5] 日本小型船舶検査機構, "登録済小型船舶の統計," ,Mar. 2005.
- [6] 小池貞利, "コスパス・サーサット衛星による国際的搜索救助システム," ,海上保安庁, Nov. 2005.
- [7] 郵政省, "海上通信の高度化に関する研究会最終報告," pp.16-20, p35-47, Dec. 2000.
- [8] 中条渉, 手代木たすく, 三浦秀一, "双方向搜索救難衛星通信システム," 信学技報, SANE84-26, Oct. 1984.
- [9] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, "海中転落者のための救助システムについて," 日本航海学会論文集, No.108, pp.181-188, Mar. 2003.
- [10] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, 西澤直晃, "海中転落者のための救助システムについてー ," 日本航海学会論文集, No.109, pp.105-112, Sep. 2003.
- [11] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, "海中転落者のための救助システムについてー ," 日本航海学会論文集, No.110, pp.51-58, Mar. 2004.
- [12] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, "海中転落者のための救助システムについてー ," 日本航海学会論文集, No.111, pp.165-172, Sep. 2004.
- [13] 北條晴正, "データ伝送方法," 特許公開平 7-318632, 1996.
- [14] 石井聡, 無線通信とデジタル変復調技術, CQ 出版社, 東京, 2005.

- [15] 財団法人電気通信振興会, 無線工学, pp234-239, 財団法人電気通信振興会, 東京, 1999.
- [16] 細矢良雄監修, 電波伝搬ハンドブック, pp.212-213, REALIZE INC., 1999.
- [17] Behzad Razavi(著), 黒田忠広(監訳), RF マイクロエレクトロニクス, 丸善株式会社, 2002.
- [18] 丸林元, 中川正雄, 河野隆二, スペクトラム拡散通信とその応用, (社) 電子情報通信学会, 東京, 1998.
- [19] 杉浦彰彦, ワイヤレスネットワークの基礎と応用, pp.16-18, CQ 出版社, 2003.
- [20] 安田明生, "GPS の現状と展望," 信学論 (B), Vol.J82-B-II, No12, pp.1207-1215, Dec. 1999.
- [21] 日本測地学会編, 新訂版 GPS –人工衛星による測位衛星システム–, pp.82-83, 社団法人日本測量協会, 1989.
- [22] 豊泉裕章, 源田正弘, "GPS による精密 1PPS 信号出力," 電学論 C, Vol.125, No8, pp.1217-1222, Aug. 2005.
- [23] 松井捷明, 金岡充晃, "GNSS における政策技術動向," GPS/GNSS シンポジウム 2005, pp40, 社団法人日本航海学会 GPS 研究会, 2005.
- [24] Borje Forssell, "Present status of The GALILEO Project and GNSS in Europe," GPS/GNSS シンポジウム 2005, pp13-21, 社団法人日本航海学会 GPS 研究会, 2005.
- [25] Jorg Hahn, "The Architecture of Galileo System Time," 44th Civil Global Positioning System Service Interface Committee Meeting, Sep. 2004.
- [26] 高橋靖宏, 藤枝美穂, 雨谷純, 横田勝一郎, 木村和宏, 伊東宏之, 浜真一, 森川容雄, 河野功, 小暮聡, "準天頂衛星利用測位システムの時刻管理計画," 電学論 C, Vol.125, No8, pp.1209-1216, Aug. 2005.
- [27] 沢辺幹夫, "準天頂衛星を利用した高精度測位実験システム," GPS/GNSS シンポジウム 2005, pp51-57, 社団法人日本航海学会 GPS 研究会, 2005.
- [28] 横河・ヒューレットパッカード(訳), HP53131A/132A ユニバーサルカウンタ操作ガイド, 横河・ヒューレットパッカード, pp3-5-3-9, 1994.
- [29] 樊春明, 浪江宏宗, 古澤昌彦, 本多由希子, 安田明生, "GPS による時刻同期を用いた水中計測に関する研究," 日本航海学会論文集, No.108, pp.157-163, Mar. 2003.

- [30] John G.Proaks, DIGITAL COMMUNICATIONS, McGraw-Hill Book Company,pp.294,1989.
- [31] 樊春明, 安田明生, "測距信号としてのM系列の検出性能," 信学論 (B), Vol.J80-B-II,No4,pp.361-367,Apl.1997.
- [32] 野本真一, ワイヤレス基礎理論, (社) 電子情報通信学会, pp321-328, 東京, 2003.
- [33] 福家直樹, 杉山敬三, 篠永英之, "海上長距離区間を伴う無線 LAN の構築と運用-スペースダイバーシチ方式による特性改善と測定結果-, 信学論 (B), Vol.J86-B,No8,pp.1417-1425,Aug.2003.
- [34] 唐沢好男, "広帯域移動通信の多重波伝搬理論とモデリングー等価伝送路モデルによる「伝搬」と「システム」の橋渡しー," 信学論 (B), Vol.J83-B,No12,pp.1651-1660,Nov.2000.
- [35] 斎藤洋, 梅比良正弘, 守倉正博, "広域ユビキタスネットワークインフラストラクチャに向けた考察," 信学論 (B), Vol.J88-B,No11,pp.2128-2136,Nov.2005.

本研究に関して発表した著者の論文, 発表

1. 査読つき原著論文

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, "GPS の時刻同期信号を利用した海上における位置情報通信システムに関する研究," 日本航海学会論文集, No.112, pp.213-218, Mar. 2005.

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, "GPS 受信機の時刻同期信号を用いた海上位置情報通信システムの実験的検討," 日本航海学会論文集, No.114, Mar. 2006.(掲載決定)

吉田将司, 樊春明, 北條晴正, 久保信明, 安田明生, "GPS 受信機の時刻信号を同期に用いた DS-SS 変調微弱電波通信装置," 信学論 (B), Vol.J89-B, No7, Jul.2006. (掲載決定)

2. 国際会議発表

Masashi Yoshida, Harumasa Hojo, Chunming Fan, Akio Yasuda, "Experimental Evaluation of Extremely Weak Power Radio DS-SS System Using PPS Signal Generated by a GPS Receiver," The 2005 International Symposium on GNSS/GPS, S11A, Dec. 2005.

Masashi Yoshida, Fan Chunming, Nobuaki Kubo, Akio Yasuda, "Extension of the transmission distance of position communication system using PPS signal generated by a GPS receiver," The 2004 International Symposium on GNSS/GPS, No.146, Dec. 2004.

3. 講演・参考論文等

吉田将司, 田中慎治, 渡辺葉子, 久保信明, 鈴木治, 安田明生, "微弱な電波を使用した海面からの位置情報伝送," 電子情報通信学会総合大会講演予稿集, B-2-49, Mar. 2003.

吉田将司, 久保信明, 樊春明, 北條晴正, 安田明生, "GPS の時刻同期信号を利用した海上通信," 数理水産科学, 第2巻, pp6 - 13, Aug. 2004.

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, "GPS の時刻同期信号を用いた微弱電波 SS 通信システムにおける相関利得と誤り率の検討," 東京海洋大学海事交通共

同研究センター研究報告, No.4, pp133-138, Feb, 2005.

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, "GPS の時刻同期信号を利用した海上における位置情報通信システムに関する研究," 日本航海学会第 111 回講演会, II-16, Oct. 2004.

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, "GPS 受信機の時刻同期信号を用いた海上位置情報通信システムの通信実験," 日本航海学会第 113 回講演会, III -17, Oct. 2005.

吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 川村雅志, 安田明生, "GPS の時刻同期信号を用いた微弱電波 DS-SS 通信システムの通信実験," 東京海洋大学海事交通共同研究センター研究報告, No.5, pp141-148, Feb, 2006.

吉田将司, 樊春明, 北條晴正, 安田明生, "GPS 受信機の時刻信号を同期に用いた DS-SS 通信装置における時刻同期精度とチップレートに関する検討," 電子情報通信学会総合大会講演予稿集, B-2-39, Mar. 2006.

謝辞

本研究を進めるにあたり、この6年間様々な形で御指導頂いた、東京海洋大学情報通信工学研究室安田明生教授に深く感謝申し上げます。

東京海洋大学海洋工学部大島正毅教授には、博士前期課程より副指導教官としてご多忙の中ご指導と貴重なご助言を頂き、感謝の意を表します。

東京海洋大学海洋工学部江口正義教授には、本論文をまとめるにあたり、暖かい激励とご助言を頂きました。ここに謝意を表します。

東京海洋大学北條晴正客員教授には、技術面や研究に関する助言のみならず、企業との折衝などにもご同行して頂きました。ここに謝意を表します。

東京海洋大学樊春明助手には技術だけでなく、取り組み方や思考の整理方法など研究に関する多くの助言を頂きました。ここに謝意を表します。

伝搬特性の理論値の計算法など多くのご助言を戴きました日本無線株式会社河島茂男氏、木田弘幸氏に深く謝意を表します。

また実験機材を貸与して下さり、回路の構成法などでお世話になりました日本無線株式会社源田正弘氏に深く謝意を表します。

非常勤講師のチャンスを与えてくださり、研究に関しても率直な意見を言っていた都立航空工業高等専門学校の宮野智行助教授に厚く御礼申し上げます。

研究室内の情報管理を始め、多くの助言を頂きました鳥羽商船高等専門学校の鈴木治助教授並びに実験等で助言を頂きました本学久保信明助手に厚く御礼申し上げます。

実験機材調達や研究室運営など様々な場面でご指導頂きました、本学川村雅志技官に深く感謝致します。

最後に、本研究にあたって様々な形でご協力して頂きました、既に卒業された方を含め情報通信工学研究室内の皆様に厚く御礼申し上げます。

付録 A

ここでは実験のために製作した送受信回路の FPGA のデザインファイルを示す。実験に使用した FPGA は ALTERA 社の FLEX(EPF10K130EQC240-3) 及び Cyclone(EP1C12Q240C8) である。デザインファイルの作成には同社の QuartusII を使用した。このデザインファイルは、トップの project ファイルの下に、ハードウェア記述言語である HDL や回路図入力により作成した回路を接続する階層構造になっている。またデバイスへダウンロードする前に、必ず回路のタイミングシミュレーションも行う。以下に掲げる図は次のような回路である。

1. 図 A1.1 は N1023 用の送信回路であり、本論文の図 4.4 に相当する。
2. 図 A1.2 は N1023 用の受信回路であり、図 4.5 に相当する。相関器は 1 チップずつ相関をとり、その結果をカウンタで記録しリミッタで判別する。
3. 図 A1.3 は A1023 用の送信回路であり、図 6.1 に相当する。位相検出用 (系列 A) の PN 符号生成器が増え、系列 B との系列選択回路 (Sequence Selector) が追加されている。
4. 図 A1.4 は A1023 用の受信回路であり、図 6.2 に相当する。相関器として系列 A のためのマッチドフィルタが追加されている。またアドレスカウンタの次に位相制御回路がある。
5. 図 A1.5 は実験のためのデザインファイルである。上記 4 つはそれぞれ単独で動作するが、同じ回路や似た部分が多く、そのような部分をできるだけ共通化し、外部からスイッチにより測定条件を選択できるようにした。また図 6.2 中の測定用回路 (BER カウンタやデジタル I/O カード制御用信号) も追加した。本ファイルには A127、A1023、及び N1023 の回路が実装されている。
6. 図 A1.6 はは図 A1.5 と同様に実験のためのデザインファイルである。本ファイルには A1023、N1023、M1023 及び N-SP の回路が実装されている。
7. 図 A1.7 は A1023 の条件におけるタイミングシミュレーション結果を示す。ただしシミュレーションにかかる時間を節約するため、チップレートは 1.023MHz、データレートは 1kHz にそれぞれ変更している。また PPS 信号の間隔を約 12msec 毎にし、加えて 65 チップ分の遅延を発生させている状態である。主な信号の意味は、次の通りである。

PPS GPS 受信機からの PPS 信号入力

TCLK FPGA の基準発振器入力

DELAYSW 伝搬遅延時間発生用スイッチ

TRDATA 送信データ

TRDATAOUT 送信データを系列 B で拡散し、フレームの先頭に系列 A を付加した送信信号

REDATA 受信信号 (アナログ信号) を DFF でサンプリングしたもの。1bitA/D 変換とみなすことができる。

I-IN, Q-IN 相関出力

PULSE 符号位相検出パルス

RE-DATAOUT 受信データ

compTRDATA 送信データと受信データの比較結果。一定時間のパルス数を計測すれば BER が測定できる。

この図では、65 チップ分位相が異なるため、当初相関がとれなかったものの、符号位相を検出後は正常に復号されていることがわかる。

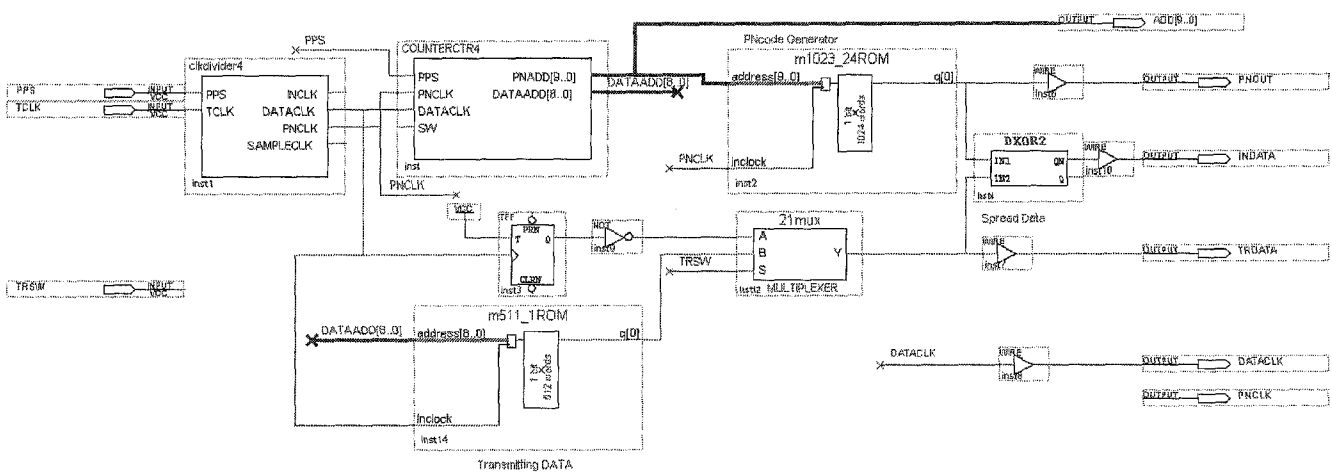


图 A1.1: NI023 用送信回路

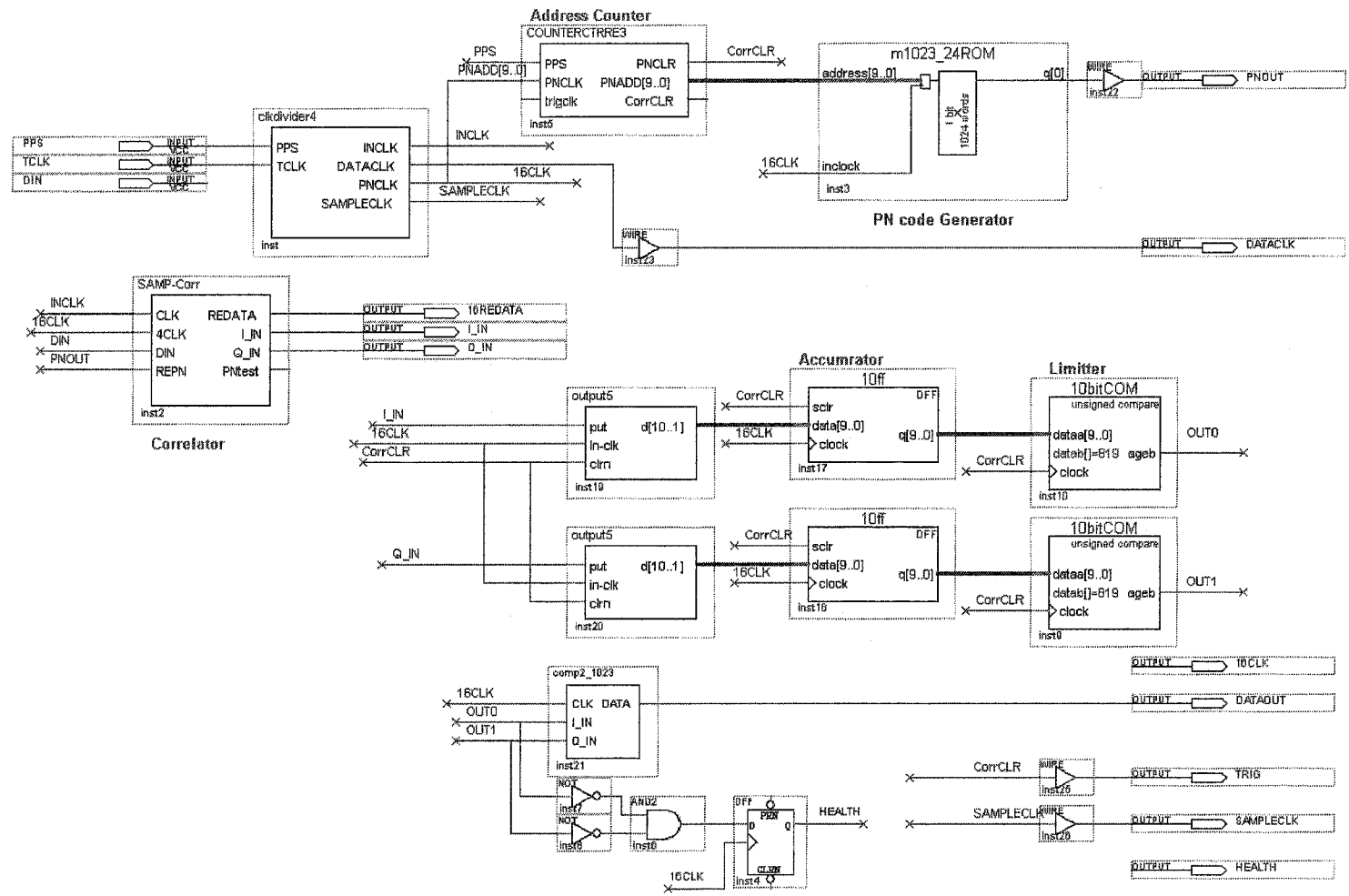


图 A1.2: N1023 用受信回路

図 A1.3: A1023 用送信回路

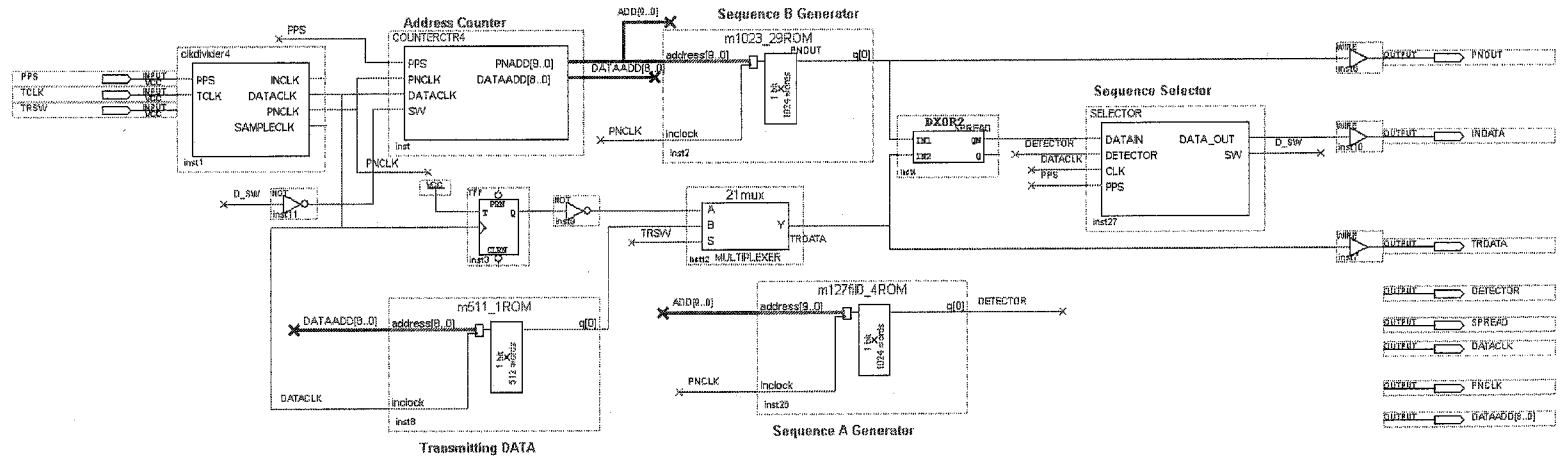
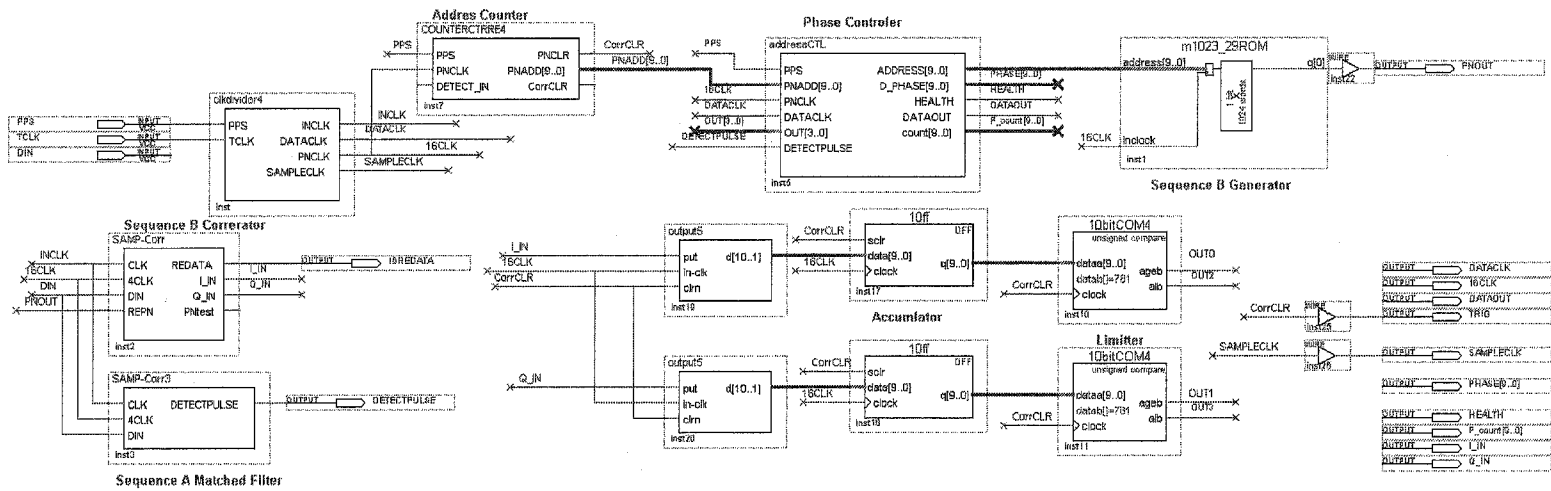


图 A1.4: A1023 用受信回路



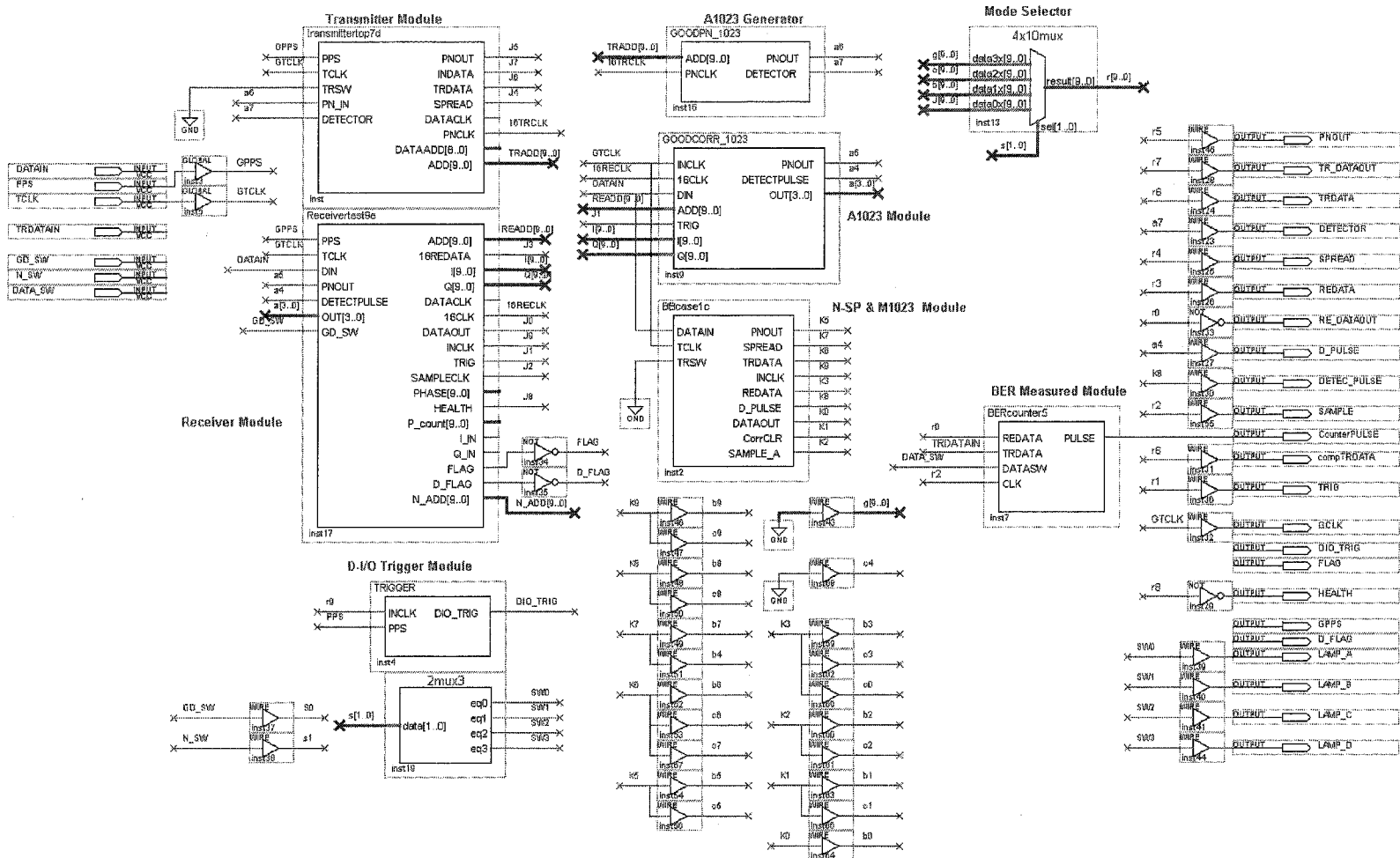


図 A1.6: 実験用FPGAデザインファイル(2)

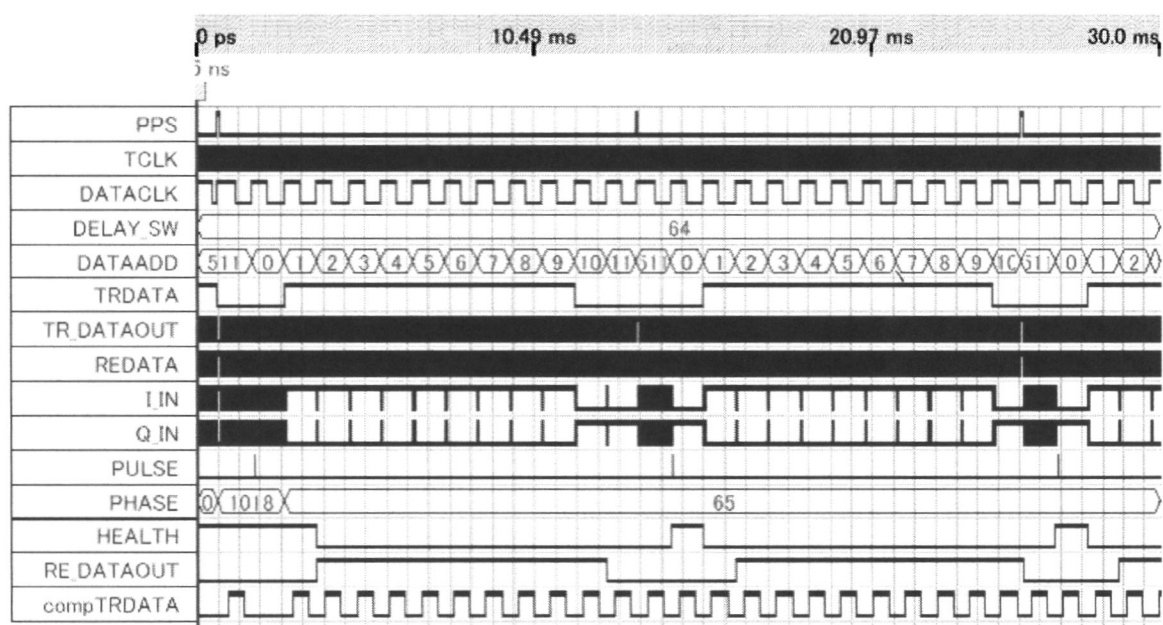


図 A1.7: A1023 タイミングシミュレーションファイル

付録 B

付録 B として、6 章での実験に使用したデータ取得プログラムを示す。この制御プログラムは Visual Basic で製作し、復号したデータ、位相検出フラグなどを FPGA から直接取得するためのものである。ただし本プログラムは CONTEC 社製デジタル I/O カードを使用するためのもので、製品付属の関数設定ファイルが必要である。

変数の初期設定

Option Explicit

```
Dim Ret As Long
Dim hDrv As Long
Dim DrvNo As Integer
Dim GrpNo As Integer
Dim IntMask As Integer
Dim SigLog As Integer
Dim SigCh As Integer
Dim IntSence As Integer
Dim dwRet As Long
Dim LpDBInp As DBINP
Dim InpBitNo(15) As Integer
Dim InpBuf(15) As Byte
Dim HexBuf1(60000) As Long
Dim HexBuf2(60000) As Long
Dim HexBuf3(60000) As Long
Dim FileName As String
Dim TrgBitNo(1) As Integer
Dim TrgKind(1) As Byte
Dim LpDTrgSet As DTRGSET
Dim Sts As Integer
Dim Cnt As Integer
Dim TrgSts As Long
Dim Trg_Kind(4) As String
Dim PathName As String
Dim fileNum As Integer
Dim fileNum1 As Integer
Dim fileNum2 As Integer
Dim fileNum3 As Integer
Dim j As Long
Dim i As Integer
```

```

    Dim k As Long
    Dim l As Integer
    'Variable for filtering function
    Dim TimCode As Integer
    -----I/O カードの初期設定-----
Private Sub Cmd_ini_Click()
    DrvNo = DrvNoInf.Text ' Set the driver number to be opened
    GrpNo = GrpNoInf.Text ' Set the group number to be opened
    Ret = DioOpen(hDrv, DrvNo, GrpNo)
    RetInf = "DioOpen Return Code = " & Right("000" + Hex(Ret), 3) & "h"
    DatDss = ""
    DatDss = DatDss & "Settings are in the ..." & Chr$(13)
    DatDss = DatDss & " DrvNo = " & DrvNo & ", GrpNo = " & GrpNo &
Chr$(13) ' Set the data to event trigger
    For i = 0 To 10
        InpBitNo(i) = i ' Set bit i to InpBitNo(i)
    Next i
    LpDBInp.InpBitNo = LpWord(InpBitNo(0)) ' Set the pointer of InpBitNo(
)
    LpDBInp.BitNum = 11 ' Total number of logical bits
    LpDBInp.Buf = LpByte(InpBuf(0)) ' Set the pointer of InpBitBuf( )
    Ret = DioBitInp(hDrv, LpDBInp)
    RetInf = "DioBitInp Return Code = " & Right("000" + Hex(Ret), 3) &
"h"
End Sub
    -----結果のファイル出力-----
Private Sub Command_ent_Click()
On Error GoTo Err_Command1
    fileNum = 1
    fileNum1 = 1
    Open Text1.Text & "-1.txt" For Output As #fileNum1
        For j = 0 To j - 1
            Print #fileNum1, HexBuf1(j), j
        Next j
        Close #fileNum1
    Open Text1.Text & "-2.txt" For Output As #fileNum2
        For k = 0 To k - 1
            Print #fileNum2, HexBuf2(k), 48000 + k
        Next k

```

```

        Close #fileNum2
    Exit Sub
Err_Command1:
    MsgBox Err.Description
End Sub
-----データ取得停止-----
Private Sub Command_stop_Click()
    Ret = DioClose(hDrv) ' Close process
    RetInf = "DioClose Return Code = " & Right("000" + Hex(Ret), 3) & "h"
    DatDsp1 = ""
End Sub
-----データ取得開始-----
Private Sub Cmd_run_Click()
    DatDsp1 = ""
    For i = 1 To 10
        DatDsp1 = DatDsp1 & InpBuf(11 - i)
    Next i
    ,-----
    ' Set parameter
    ,-----

    SigLog = 0 ' Set the input terminal
    SigCh = 0 ' Set the bit of interrupt signal pin to enable or disable
    MsgOK1.Message = &H470
    Ret = DioEventEx(hDrv, SigLog, SigCh, MsgOK1.hWnd, MsgOK1.Message)
    RetInf = "DioEventEx Return Code = " & Right("000" + Hex(Ret), 3) &
"h"
    ,-----
    ' Error Check
    ,-----

    If Ret <> 0 Then
        Exit Sub
    End If
Err_Command1:
    MsgBox Err.Description
End Sub
-----結果の画面表示-----
Private Sub MsgOK1_MessageEcho()
    DatDsp1 = ""
    Logcount = ""

```

```

For i = 1 To 10
    DatDsp1 = DatDsp1 & InpBuf(11 - i)
Next i
HexInf = InpBuf(4) & InpBuf(3) & InpBuf(2) & InpBuf(1)
If j < 48000 Then
    HexBuf1(j) = HexInf
    Logcount = j
    j = j + 1
    ElseIf j >= 48000 Then
        HexBuf2(k) = HexInf
        Logcount = k
        k = k + 1
    End If
For i = 0 To 10
    InpBitNo(i) = i ' Set bit i to InpBitNo(i)
Next i
LpDBInp.InpBitNo = LpWord(InpBitNo(0)) ' Set the pointer of InpBitNo(
)
LpDBInp.BitNum = 11 ' Total number of logical bits
LpDBInp.Buf = LpByte(InpBuf(0)) ' Set the pointer of InpBitBuf( )
Ret = DioBitInp(hDrv, LpDBInp)
RetInf = "DioBitInp Return Code = " & Right("000" + Hex(Ret), 3) &
"h"
End Sub

-----プログラムの終了設定-----
Private Sub Form_Unload(Cancel As Integer)
'-----
' Close process
'-----
Ret = DioClose(hDrv) ' Close process
End
End Sub

-----プログラムの画面表示設定-----
Private Sub Form_Load()
'-----
' Initialized data
'-----
DrvNoInf.Text = 3 ' Set the driver number to be opened (Default)
GrpNoInf.Text = 1 ' Set the group number to be opened (Default)

```

```
    ' Centering
    Left = (Screen.Width - Width) / 2
    Top = (Screen.Height - Height) / 2
End Sub
```

-----プログラムの終了-----

```
Private Sub Cmd_end_Click()
    Ret = DioClose(hDrv) ' Close process
    End
End Sub
```

用語集

ASK(Amplitude Shift Keying) デジタル信号 1、0 に対して搬送波の有無を対応させるもの。ベースバンドのビット情報 (0、1) を搬送波の 2 値振幅 (または ON/OFF) に対応させる変調方式。

DLL(Delay Locked Loop) 局部発振器の進み位相を持った拡散符号と受信拡散符号に相関があれば局部発振器の位相を遅らせ、遅れ位相と相関があれば位相を進めるよう制御する回路。

Eb/No 比 デジタル変調信号における、ビットあたりの電力密度対雑音電力密度比。

EXNOR(Exclusive NOR) ExOR ゲートの出力にインバータを接続したゲート回路。

FPGA(Field Programmable Gate Array) チップ内部の論理回路を自由に設計・変更することのできる LSI。

FSK(Frequency Shift Keying) デジタル信号 1、0 に対して搬送波の周波数 f_1 、 f_2 を対応させるもの。ベースバンドのビット情報 (0、1) を搬送波の 2 周波数に対応させる変調方式。

NF(NoiseFigure) 雑音指数と呼び、増幅器の入出力でどれだけ雑音が増えているかを指す。

M 系列符号 (Maximum Length Sequence) シフトレジスタの出力の排他的論理和を帰還させることで発生できる符号系列の中で最長の長さをもつ。n 段のシフトレジスタを用いた場合、M 系列の (最長) 符号長は $2^n - 1$ となる。

PSK(Phase Shift Keying) デジタル信号 1、0 に対して搬送波の位相を変化させるもの。2 値または多値のデジタル信号で位相を変化させる変調方式。この方式の BPSK ではマークとスペースによって 180° 位相を切り替えていて、DBM を使って 2 値の信号で変調して得られる。

RF フロントエンド (RF front-end) 一般的にアナログ高周波回路部分のことを指す。

衛星 EPIRB 船舶が海洋で水没した際に水圧を感知し自動的に離脱浮上して遭難信号を自動的に発信する機器

拡散符号 PN(Pseudorandom Noise) 符号とも呼ばれ、スペクトラム拡散を行うための符号系列。雑音に似ているが、周期があるために擬似的な雑音となる。

受信感度 検出できる信号レベルの限界値。これより低いと雑音から信号を検出できない。

処理利得 (Process Gain) 逆拡散前の SN 比と逆拡散後の SN 比の比。

チップレート (Chipping rate) 拡散符号のビットをチップと呼ぶ。そのため拡散符号のビットレートのことをチップレートと呼ぶ。

同期捕捉 (acquisition) 初期もしくは受信システムが大きく同期状態を外した場合に同期点を探し出す作業。

同期保持 (tracking) 同期捕捉がなされたあとに拡散符号の 1 チップ長よりも充分に小さな遅延差に制御する。

同期検波 (synchronized detection) 変調時に除去された搬送波と同一の周波数、位相をもつ局部発振信号を使って、受信信号との乗積をとって復調する方式。

ベースバンド (baseband) 通信機器における、変調前または復調後の情報信号（音声、映像、デジタルデータなど）の帯域

包絡線検波 (envelope detection) 振幅変調波用の検波方法で非同期検波。AM 信号の包絡線に近い電圧がコンデンサの端子電圧として得られるので、変調信号を検波できる。変調波の直流成分はコンデンサで、搬送波成分は低域フィルタで除去する。

減衰器 (Attenuator) 電力を減衰させる装置。通過型が多く使用される。

ログペリオディックアンテナ (Log-Periodic Antenna) 対数周期アンテナ。使用可能な周波数帯域が広く、鋭い指向性があり、多数のエレメントを持つ。

ロッドアンテナ (Rod Antenna) 無指向性アンテナであり、どの方向に対しても均等な感度を持つ。